

TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Sähkötekniikan osasto

Risto Kaunisto

**AKTIIVISTEN SUURTAAJUUSUODATTIMIEN
INTEGROINTI**

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 25.10.1994.

Työn valvoja



Prof. Veikko Porra

Työn ohjaaja



Ph.D. Petteri Alinikula

TKK SÄHKÖTEKNIKAN
OSASTON KIRJASTO
OTAKAARI 5 A
02150 ESPOO

19493

Tekijä:	Risto Kaunisto		
Työn nimi:	Aktiivisten suurtaajuussuodattimien integrointi		
Päivämäärä:	25.10.1994	Sivumäärä:	55
Osasto:	Sähkötekniikan osasto		
Professuuri:	S-87 Piiritekniikka		
Työn valvoja:	professori Veikko Porra		
Työn ohjaaja:	Ph.D. Petteri Alinikula		
<p>Diplomityössä on tarkasteltu tietoliikennelaitteiden sisältämien suurtaajuussuodattimien vaatimuksia ja rakennetta. Tavoitteena on ollut suodattimien toteuttaminen integroituna piirinä. Tutkimalla erilaisia aktiivisuodatinrakenteita sekä GaAs- että piiteknologiaa hyödyntäen on päädytty ratkaisuun, jossa tavallisen passiivisen LC-suodattimen kelat korvataan aktiivisilla induktanssia simuloivilla piireillä.</p> <p>Aktiivikela voidaan toteuttaa usealla eri tavalla. Piirien teoreettisen tarkastelun avulla vertailtu eri ratkaisuja ja etsitty tärkeimpiä suorituskykyyn vaikuttavia tekijöitä. Näin on löydetty sopivimmat rakenteet käytännön integrointia ajatellen. Aktiivisia induktansseja ja niihin perustuva yksinkertainen suodatin on toteutettu integroituina testipiireinä. Simuloinnein ja mittauksin on saatu tietoa käytännön ongelmakohdista.</p>			
Avainsanat:	aktiiviset suodattimet aktiiviset induktanssit MMIC integroidut analogiapiirit		

Author:	Risto Kaunisto		
Name of the thesis:	Integration of High Frequency Active Filters		
Date:	25.10.1994	Number of pages: 55	
Faculty:	Electrical Engineering		
Professorship:	Electronic Circuit Design		
Supervisor:	professor Veikko Porra		
Instructor:	Ph.D. Petteri Alinikula		
<p>The specifications and structures of high frequency filters in telecommunication systems have been examined in this master's thesis. The goal has been to realize these filters as integrated circuits. By exploring different topologies of active filters for both GaAs and silicon technologies a possible solution has been found: the inductors in a traditional passive LC-filter are substituted with active inductance simulating circuits.</p> <p>An active inductor can be realized in different ways. By means of theoretical examinations different circuits have been compared and the most important factors affecting the performance have been recognized. In this way the most suitable structures for practical integration have been found. Active inductors and a simple filter have been realized as integrated test circuits. The simulations and measurements have offered information on the practical problems.</p>			
Keywords:	active filters active inductances MMIC analog integrated circuits		

Alkulause

"Itse pyrkiminen palkitsee itsensä"

J. W. Snellman

Tämä diplomityö on tehty Teknillisen Korkeakoulun piiritekniikan laboratoriossa osana Suomen Akatemian RF-projektia, jonka puitteissa asiaan liittyvä tutkimus edelleen jatkuu.

Haluan esittää kiitokseni työni valvojalle professori Veikko Porralle pitkämielisyydestä ja kannustuksesta matkan varrella, sekä työni ohjaajalle Ph. D. Petteri Alinikulalle arvokkaista asiantuntevista neuvoista ja korvaamattomasta tuesta.

Työtovereilleni kuuluu kiitos inspiroivasta ja leppoisasta työympäristöstä. Heidän ansiostaan piiritekniikan laboratoriossa on ollut ilo työskennellä. Toimistosihteerini Helena Yllölle kiitos liittolaisuudesta paperisodassa.

Vanhempiani, siskoni perhettä ja muita läheisiäni haluan lämpimästi kiittää kaikesta siitä henkisestä ja materiaalisesta tuesta, jota olen vuosien aikana tavoitteeseeni pääsemiseksi saanut nauttia.

Espoossa 25.10.1994



Risto Kaunisto

Sisällysluettelo

Tiivistelmä

Abstract

Alkulause

Sisällysluettelo

Matemaattiset merkit ja lyhenteet

1. Johdanto	1
2. Tietoliikennelaitteiden suurtaajuussuodattimet	2
2.1. Lähetin-vastaanotinlohkon rakenne	2
2.2. Duplex-suodatin	2
2.2.1. Duplex-suodattimen rakenne	3
2.2.2. Duplex-suodattimen hyvyysluvun ja asteluvun arviointi	6
2.3. Vastaanottimen etupään suodatin	7
2.4. Lähettimen kohinasuodatin	7
3. Integroidut mikroaaltosuodatinrakenteet	8
3.1. Bikvadraattiset suodattimet	9
3.2. Aktiiviset RLC-suodattimet	11
3.2.1. Rubin-suodatin	12
3.2.2. Orchard-suodatin	13
3.2.3. Larky-suodatin	14
3.3. Varaktorisuodattimet	15
3.4. Aktiivi-induktanssisuodattimet	16
4. Integrointi suurilla taajuuksilla	17
4.1. Valmistusteknologiat	17
4.2. Keskitetyt GaAs-komponentit	18
4.2.1. MESFET	18
4.2.2. Vastus	20
4.2.3. Kondensaattori	20
4.2.4. Kela	21
4.3. Käytetyt prosessit	22
4.3.1. GEC-Marconi F20	22
4.3.2. SGS-Thomson HF2CMOS	23

5. Aktiiviset induktanssit	24
5.1. Aktiivikela H1	25
5.1.1. Teoria	25
5.1.2. Käytännön piiri	27
5.2. Aktiivikela H2	30
5.2.1. Teoria	30
5.2.2. Käytännön piiri	33
5.3. Aktiivikela RKA	35
5.3.1. Teoria	35
5.3.2. Käytännön piiri	38
5.4. Muita aktiivikelarakenteita	40
5.4.1. Aktiivikela PAL	40
5.4.2. Aktiivikela Zhang	41
5.5. Käytännön ongelmat aktiivikelojen toteutuksessa	43
5.5.1. Biasoinnin vaikutus	43
5.5.2. DC-erotuskondensaattorit	44
5.5.3. Komponenttihajonta integroiduissa piireissä	44
5.5.4. Muita käytännön ilmiöitä	45
6. Aktiivikeloihin perustuvat suodattimet	46
6.1. Ylipäästösuodatin	46
6.2. Kytkettyihin resonaattoreihin perustuva suodatin	49
7. Johtopäätökset	52
Lähdeluettelo	53
Liite I	55

Matemaattiset merkit ja lyhenteet

A	vaimennus
A_0, A_1, \dots, A_5	transistorimalliparametreja
$C'_{01}, \dots, C'_{n,n+1}$	resonaattorisuodattimen korjauskapasitanssit
$C_{01}, \dots, C_{n,n+1}$	resonaattorisuodattimen kytkentäkapasitanssit
C_{DS}	DC-erotuskapasitanssi
C_{gd}	Miller-kapasitanssi
C_{gs}	transistorin hilakapasitanssi
C_{gsf}	takaisinkytkentätransistorin hilakapasitanssi
C_p	rinnakkaiskapasitanssi
C_{r1}, \dots, C_{rk}	resonaattorin kondensaattorin kapasitanssi
C_v	jännitteestä riippuva kapasitanssi
f_0	suodattimen keskitajuus
G_0	ominaiskonduktanssi
g_1, \dots, g_n	prototyypisuodattimen parametrit
g_{ds}	transistorin ulostulokonduktanssi
g_{dsact}	aktiivikuormatransistorin ulostulokonduktanssi
g_{dsf}	takaisinkytkentätransistorin ulostulokonduktanssi
$g_{m\#}$	transistorin transkonduktanssi
g_{meff}	efektiivinen transkonduktanssi
g_{mf}	takaisinkytkentätransistorin transkonduktanssi
L_{r1}, \dots, L_{rk}	resonaattorin kelan induktanssi
Q	hyvyysluku
Q_0	bikvadraattisen suodattimen hyvyysluku
Q_u	kuormittamaton hyvyysluku
R_{FB}	takaisinkytkentäresistanssi
R_g	lähderesistanssi
R_l	kuormaresistanssi
R_s	sarjaresistanssi
R_{sact}	aktiivikuorman aiheuttama lisäys resistanssiin
w	suhteellinen kaistanleveys
Y_{in}	sisäänmenoadmittanssi

β	transistorimalliparametri
γ	transistorimalliparametri
ω'_1	prototyypisuodattimen -3dB:n kulmataajuus
ω_0	suodattimen keskikulmataajuus
ω_1	ylempi -3dB:n kulmataajuus
ω_2	alempi -3dB:n kulmataajuus
BiCMOS	BipolarCMOS, CMOS lisättynä bipolaaritransistoreilla
CCII	Second Generation Current Conveyor, toisen sukupolven virtamuunnin
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor, piiteknologiasa käytetty komplementaarinen kanavatransistorirakenne
GSM	Groupe Spéciale Mobile, digitaalinen matkapuhelinverkko
IDT	Interdigital Transducer, SAW-suodattimen osa
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistor, GaAs-tekniologiassa käytetty transistorityyppi
MIM	Metal Insulator Metal, integroitu kondensaattorityyppi
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit, integroitu mikroaaltopiiri
MSW	Magnetostatic Surface Wave, magnetostaattinen pinta-aalto
NMT	Nordic Mobile Telephone, analoginen matkapuhelinverkko
RX	vastaanotto
SAW	Surface Acoustic Wave, akustinen pinta-aalto
TX	lähetys

1. Johdanto

Kannettavissa tietoliikennelaitteissa, kuten käsimatkapuhelimissa, pieni koko, luotettavuus ja edullinen hinta ovat keskeisiä suunnittelukriteerejä. Näihin tavoitteisiin on pyritty kasvattamalla laitteen elektroniikkaosien integrointiastetta, ja niinpä uusimpien käsimatkapuhelimien väli- ja kantataajuiset osat on toteutettu pääasiassa integroituja piirejä käyttäen. Suurtaajuiset osat sitä vastoin suunnitellaan yhä lähes poikkeuksetta diskreetein komponentein, vaikka tässäkin tapauksessa integroinnin myönteiset vaikutukset olisivat kiistattomat perusteltuna jo pelkästään valmistuskustannusten laskulla. Kehityksen esteenä on ollut riittävän hyvien ja halpojen kaupallisten valmistusprosessien puute ja erityisesti integroituihin piireihin sopivien piiriteknillisten ratkaisujen puutteellinen tutkimus.

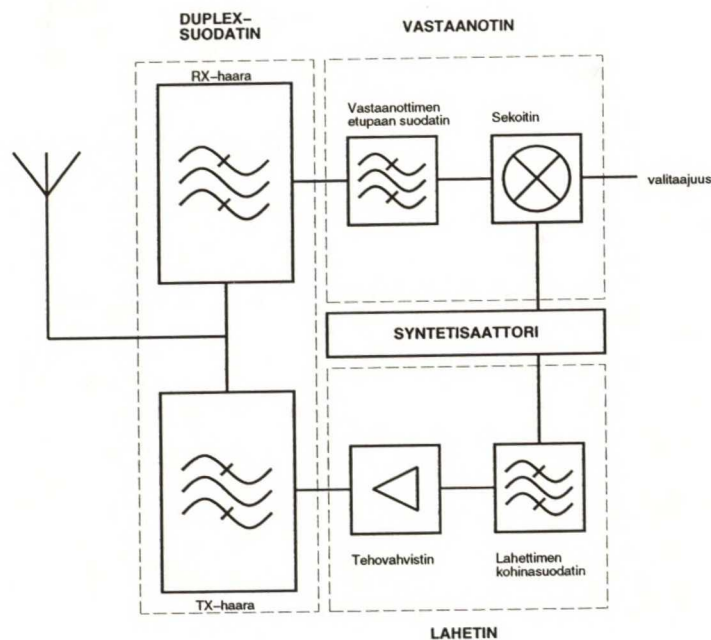
Tietoliikennelaitteen suurtaajuusosan keskeisimpiä komponentteja ovat erilaiset suodattimet, joita tarvitaan sekä lähetin- että vastaanotinlohkoissa. Näille osille asetetut vaatimukset ovat kovat: laitteen suorituskky riippuu osaltaan suodattimien ominaisuuksista. Riittävän hyvien suurtaajuussuodattimien toteutusta integroituna piirinä ei ole pidetty mahdollisena eikä siihen ole edes pyritty, sillä erittäin hyviä ulkoisia suodatinrakenteita on kaupallisesti saatavana. Nämä ovat kuitenkin melko kalliita, ja niiden tuomat vaikeudet tuotantoprosessiin ovat selvät. Erityisesti tavoiteltaessa kokonaisen lähetin-vastaanotinlohkon integrointia yhdelle piirille syntyy tarve tutkia ja kehittää vaihtoehtoisia, integroitavaksi soveltuvia ratkaisuja.

Diplomityössäni olen aluksi koonnut tietoja tällä hetkellä tietoliikennelaitteissa käytettävistä suodatinkomponenteista ja niille asetettavista vaatimuksista. Jatkossa esittelen erilaisia piiritekniisiä keinoja suurtaajuisen suodatinlohkon toteuttamiseksi integroituna piirinä. Vaihtoehtoisista ratkaisuista olen poiminut lupaavimmilta vaikuttavat jatkoanalyysiin, ja niitä edelleen kehittämällä toteuttanut integroituna testipiirinä keskeisiä suodattimien rakenneosia ja näihin perustuvia kokonaisia suodatinlohkoja. Mittauksin olen pyrkinyt toteamaan valmiiden piirien suorituskvyn. Lopuksi arvioin tulosten pohjalta rakenteiden käyttökelpoisuutta ja niiden antamaa motivaatiota jatkotutkimuksiin.

2. Tietoliikennelaitteiden suurtaajuussuodattimet

2.1. Lähetin-vastaanotinlohkon rakenne

Suodattimet muodostavat tietoliikennelaitteen keskeisen komponenttiryhmän. Niitä käytetään sekä suurtaajuisten että välitaajuisten ja edelleen audiotaajuisten signaalien suodattamiseen. Kuvassa 1. on esitetty tyypillisen tietoliikennelaitteen, tässä tapauksessa matkapuhelimen, suurtaajuusosan lohkokaavio.



Kuva 1. Matkapuhelimen lohkokaavio

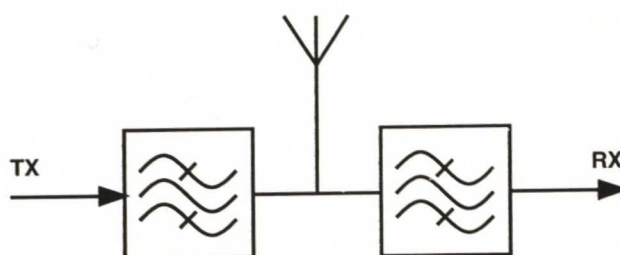
Kuvasta näkyy tärkeimpien suodatinlohkojen sijainti. Näitä ovat duplex-suodatin, vastaanottimen etupään suodatin sekä lähetinpuolella kohinasuodatin. Jatkossa tarkastellaan lähemmin eri lohkojen rakennetta ja ominaisuuksia.

2.2. Duplex-suodatin

Duplex-suodattimen tarkoituksena on mahdollistaa taajuusjakoisissa järjestelmissä yhtäaikaista lähetystä ja vastaanottoa. Taajuusjakoisessa järjestelmässä lähetin- ja vastaanotin-taajuuksien erot ovat keskeisiä. Tätä taajuuksien eroa kutsutaan duplex-väliksi, joka on

esim. 900 MHz:n NMT-puhelimita 45 MHz. Täysin aikajakoisissa systeemeissä, kuten GSM, duplex-suodatinta ei teoriassa tarvittaisi lainkaan, sillä lähetys ja vastaanotto tapahtuvat eri aikaan toisiaan häiritsemättä. Tällöin suodatin voitaisiin korvata ohjatulla kytkimellä. Käytännössä kuitenkin myös näissä laitteissa on duplex-suodatin, sillä riittävän hyviä kytkimiä ei ole saatavilla ja toisaalta duplex-suodatintekniikka tunnetaan varsin hyvin.

Duplex-suodatin on yleensä rakennettu kahdesta kaistanpäästösuodattimesta kuvan 2 mukaisesti. Erillisinä suodattimina käytetään usein peräkkäin asetettuja kaistanpäästö- ja kaistanestosuodattimia, jolloin päästään parempaan suorituskykyyn.



Kuva 2. Duplex-suodattimen rakenne

Lähettimen ja antennin välillä oleva suodatin vaimentaa vastaanottimen kaistalle osuvaa lähetinkohinaa ja lähettimen harhalähetteitä, kuten epälineaarisuudesta johtuvia harmonisia taajuuksia. Antennin ja vastaanottimen välillä oleva suodatin vaimentaa vastaanottimeen vuotavaa lähetinsignaalia ja muita ei-haluttuja signaaleja sekä lisää vastaanottimen peilitaajuusvaimennusta.

Duplex-suodattimen rakenteen määräävät parametrit ovat kaistojen keskitaajuuDET ja kaistanleveydet, suurimmat sallitut päästövaimennukset ja pienimmät sallitut estovaimennukset, heijastusvaimennukset, tehonkesto ja impedanssitaset. Taulukossa 1. on esitetty esimerkkinä tyypilliset NMT-900 -järjestelmän duplex-suodattimelta vaadittavat ominaisuudet.

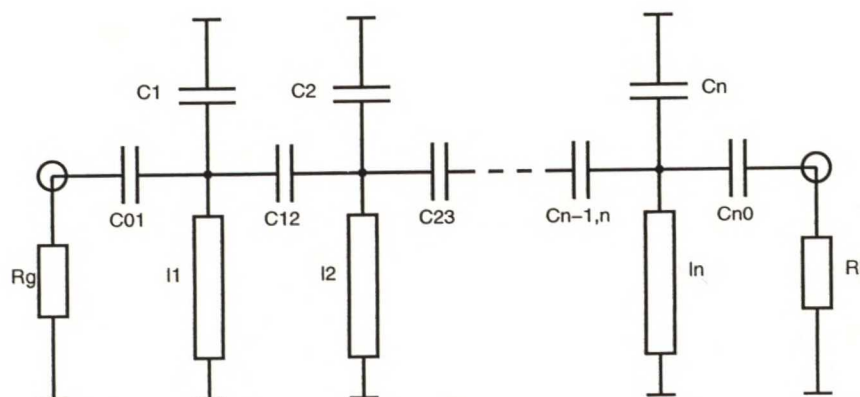
2.2.1. Duplex-suodattimen rakenne

Duplex-suodatin voidaan suunnitella tekemällä lähetin- ja vastaanotinpuolen suodattimet erikseen taulukkosuodattimina. Taulukkosuodattimia mm. ovat laakalatvainen 1. Butterworth-suodatin, tasa-aaltainen 1. Tšebyšev-suodatin, vaihelineaarinen 1. Besselin

suodatin ja elliptinen suodatin. Näistä jyrkin vaste saadaan elliptisellä suodattimella, mutta sitä ei käytetä duplex-suodattimissa, sillä sen toteuttamiseksi on esitetty ratkaisuja vain LC-resonaattoreille, eikä tarvittavia riittävän ideaalisia induktansseja voida perinteisin menetelmin rakentaa. Seuraavaksi jyrkin vaste saadaan Tšebyšev-suodattimella, jolle on kuitenkin tyypillistä päästökaistan aaltoilu. Suodattimen spesifikaatioissa on tälle asetettu raja, joka on otettava huomioon suunnittelussa. Tällä tavoin suunnittelun duplex-haaran rakenne on esitetty kuvassa 3.

	Lähetin-antenni	Antenni-vastaanotin
Päästökaista	890 - 915 MHz	935 - 960 MHz
Päästövaimennus	1,5 dB max.	2,5 dB max.
Päästökaistan aaltoilu	1,0 dB max.	1,0 dB max.
Heijastusvaimennus	14 dB min.	14 dB min.
Estovaimennus		
- RX-kaistalla 935 - 960 MHz	60 dB min.	
- TX-harmonisille ($2 - 4 \times f_0$)	50 dB min.	
- TX-kaistalla 890 - 915 MHz		60 dB min.
- 976,6 - 1001,5 MHz		15 dB min.
Tehonkesto	12 W	
Käyttölämpötila-alue		-25°C - +80°C
Impedanssi		50Ω

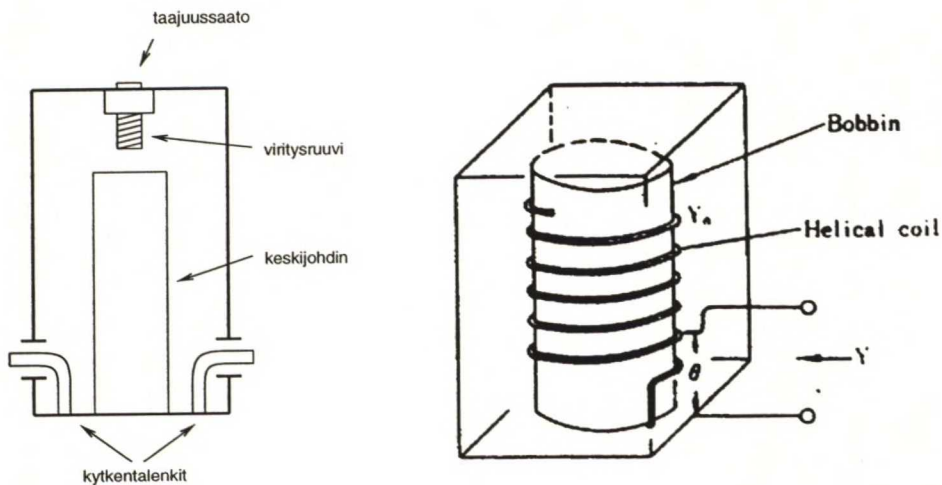
Taulukko 1. Duplex-suodattimen ominaisuudet



Kuva 3. Duplex-haaran rakenne

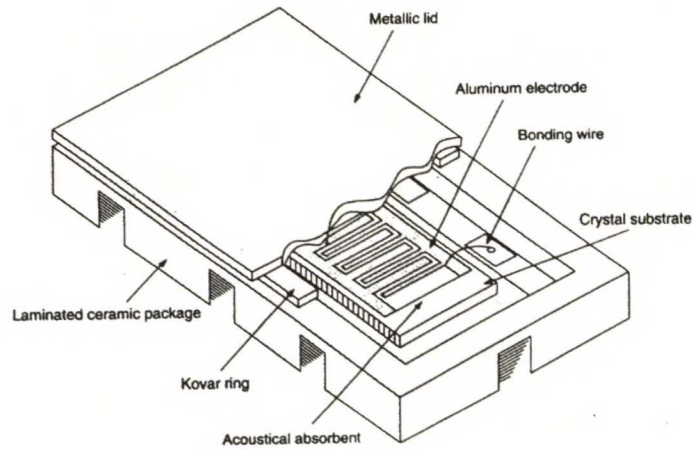
R_s on generaattorin ja R_l kuorman impedanssi, $C_{01}, C_{12}, \dots, C_{n0}$ ovat kytkentäkapasitansseja, C_1, \dots, C_n ovat virityskapasitansseja ja l_1, \dots, l_n rinnakkaisresonaattoreita, joiden impedanssi on hyvin suuri resonanssitaajuudella.

Yllä esitettyssä rakenteessa resonaattorit ovat keskeisiä osia suodattimen suorituskyvyn kannalta. Yleisesti resonaattorina käytetään toisesta päästään oikosuljettua koaksiaalirakennetta (kuva 4.), jonka eristemateriaalina käytetään korkean hyvyysluvun ja pienen koon saavuttamiseksi keraamisia materiaaleja. Tyypillisesti tällaisen resonaattorin pituus on n. 12mm ja hyvyysluku luokkaa 900. Muita käytettyjä rakenteita ovat mikroluska- ja helix-resonaattorit. Helix-resonaattori muodostuu metallirasiassa olevasta johtavasta kierrelangasta, jonka toinen pää on kontaktoitu rasiaan, ja kytkentä tapahtuu rasiassa olevien aukkojen kautta (kuva 4.).



Kuva 4. Koaksiaali- ja helix-resonaattori [1]

Akustiset pinta-aaltosuodattimet 1. SAW-suodattimet (Surface Acoustic Wave) ovat viime aikoina kehittyneet nopeasti. Niiden käyttö on yleistä välitaajuussuodattimina kidesuodattimien rinnalla, mutta niiden tehonkeston parantuessa käyttö duplex-suodattimien RX-haarassa on tullut mahdolliseksi. SAW-suodattimen toiminta perustuu piezoelektrisessä aineessa pinnalla eteneviin akustisiin aaltoihin, jotka saadaan aikaan sähköisestä signaalista sähköakustisen muuntimen (IDT) avulla. SAW-suodattimia on kahta tyyppiä: poikittaisia ja kaksoismuotorakenteita. Näistä edellisellä päästövoimennus ja kaistanleveys ovat suuria, kun taas jälkimmäisellä pienempiä. Kuvassa 5. on esitetty erään SAW-suodattimen sisäinen rakenne.



Kuva 5. SAW-suodatin [2]

2.2.2. Duplex-suodattimen hyvyysluvun ja asteluvun arviointi

Resonaattorien hyvyysluvun vaikutus erityisesti päästökaistan vaimennukseen mutta myös taajuusvasteen muotoon on suuri Tšebyšov-suodattimissa. Päästökaistan vaimennuksen L_A ja resonaattorien kuormittamattoman hyvyysluvun Q_u ja asteluvun välistä yhteyttä voidaan arvioida seuraavasti [3]:

Määritellään alipäästötyyppisen prototyypisuodattimen hyvyysluku Q suhteellisen kaistanleveyden avulla

$$Q = wQ_u, \quad w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (1)$$

Edelleen voidaan osoittaa, että päästökaistan vaimennus keskitaajuudella desibeleinä on kääntäen verrannollinen hyvyyslukuun:

$$L_A \sim \frac{1}{Q} \quad (2)$$

Käytännössä kaistan reunoilla vaimennus on kahdesta kolmeen kertaa suurempi kuin keskitaajuudella. Jos kaavaa (2) käytetään toiseen suuntaan, voidaan määrätä tarvittava suodattimen asteluku päästökaistan vaimennuksen asettaessa ehdon. Jos saadun asteluvun omaava suodatin ei täytä estokaistan vaimennukselle asetettuja ehtoja, suodattimen perään voidaan esim. kytkeä sopiva kaistanestosuodatin lisäämään vaimennusta.

2.3. Vastaanottimen suurtaajuussuodatin

Vastaanottimen suurtaajuussuodattimen tehtävänä on vaimentaa vastaanottimen harhatoistoja ja lähettimeltä vuotavaa lähetystaajuista (TX) signaalia. Suodattimen rakenne on hyvin pitkälle samanlainen kuin duplex-haarojen, mutta vaatimukset eivät ole yhtä tiukat.

Nämä suodattimet perustuvat useimmiten duplex-suodattimien tapaan keraamisiin koaksiaaliresonaattoreihin, mutta nykyään käytetään myös SAW-suodattimia.

2.4. Lähettimen kohinasuodatin

Lähettimen kohinasuodatin on tarkoitettu vaimentamaan lähetinketjussa syntyvä vastaanottotaajuinen (RX) kohina lämpökohinan tasolle. Suodattimen vaimennus RX-kaisalla on tyypillisesti 15 - 30dB, ja lopusta vaimennuksesta vastaa duplex-suodatin. Kohinavaatimus asettaa siis myös ehdon lähetinpuolen duplex-osan estokaistan vaimennukselle.

3. Integroidut mikroaaltosuodatinrakenteet

Perinteisesti mikroaaltoalueen suodattimet on toteutettu passiivisin piirirakentein: siirtojohdoilla tai keskitetyillä passiivisilla komponenteilla (vastukset, kondensaattorit ja keilat). Uusina teknologioina on otettu käyttöön akustiset pinta-aaltosuodattimet (SAW) ja magnetostaattiset pinta-aaltosuodattimet (MSW). Puolijohdekomponenttien mukaantulon myötä on kehitetty myös aktiivisia suodatinrakenteita, jotka ovat toteutettavissa diskreetti- tai hybridimuodossa. Valitettavasti alemmilla taajuuksilla käytetyt aktiiviset suodatintopologiat, kuten esim. aktiiviset RC-suodattimet, SC- tai SI-suodattimet, eivät ole käyttökelpoisia mikroaaltoalueella, sillä näiden topologioiden vaatimia korkean vahvistuksen ja sisääntuloimpedanssin omaavia operaatiovahvistimia ei ole käytettävissä. Niinpä mikroaaltoalueen aktiivisten suodattimien rakenne poikkeaa perinteisestä aktiivisuodatinsynteisistä.

Suodattimen integroinnilla on selviä etuja diskreetti- ja hybridirakenteisiin verrattuna. Suurin hyöty saadaan pienestä koosta yhdistettynä potentiaalisesti hyvään suorituskykyyn, luotettavuuteen ja alhaisiin valmistuskustannuksiin. Integrointi tuo kuitenkin mukanaan myös ongelmia, joista suuret valmistustoleranssit ovat pahimpia suodatinsuunnittelun kannalta. Prosessivaihteluiden vuoksi tarkat integroidut suodattimet on pakko rakentaa ulkoisesti viritettäväksi, tai kehittää ulkoiseen referenssiin sidottu mukautuva viritys. Varsinaisia integroiduille mikroaaltotaajuisille suodattimille kehitettyjä piiritopologioita ei ole olemassa, vaan kaikki olemassa olevat rakenteet perustuvat diskreetteihin toteutuksiin. Tämä on haitta, sillä alunperin integroitaviksi suunnitelluissa rakenteissa on otettu huomioon suuret toleranssit ja minimoitu niistä aiheutuvat ongelmat piiriteknisin keinoin.

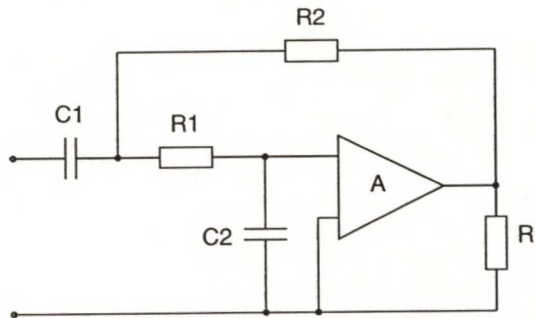
Suurtaajuisen suodattimen integrointi asettaa selviä ehtoja käytettävälle toteutukselle. Passiiviset suodattimet eivät ole integroitavissa, sillä riittävän hyviä, korkean hyvyysluvun omaavia induktansseja ei voida toteuttaa. Piisubstraattilla ei normaalikeinoin voida käyttää minkäänlaista kelarakennetta, sillä suuret parasiittiset kapasitanssit kelan ja johtavan substraatin välillä laskevat kelan resonanssitaajuuden liian alas. Galliumarsenidipiireissä substraatti on hyvä eriste, jolloin riittävät korkean resonanssitaajuuden omaavia keloja voidaan toteuttaa. Kelojen induktanssiarvot ovat kuitenkin pieniä verrattuna niiden sarjaresistanssiin, jolloin hyvyysluku jää auttamatta liian alhaiseksi suodatinkäyttöä ajatellen. Lisäksi spiraalikelat kuluttavat runsaasti pinta-alaa piirissä, mikä lisää

valmistuskustannuksia. Lähestyttäessä millimetriaaltotaajuuksia signaalin aallonpituus pienenee niin paljon, että mikroliuskapiirien integrointi käy tilan puolesta mahdolliseksi, mutta alhaisilla mikroaaltotaajuuksilla tämä ei onnistu. Vaihtoehdoksi jää siis aktiivisten suurtaajuussuodatintopologioiden käyttö, joita esitellään seuraavassa.

3.1. Bikvadraattiset suodattimet

Pieniltä taajuuksilta tuttu bikvadraattisten suodattimien synteesi on sovellettavissa mikroaaltotaajuuksille, kun otetaan huomioon, että operaatiovahvistimen rakentaminen ei onnistu. Jos operaatiovahvistin korvataan äärellisen, melko pienen vahvistuksen ja sisääntuloimpedanssin omaavalla vahvistimella, voidaan analyttisesti laskea näiden vaikutus suodattimen taajuusvasteeseen ja löytää käyttökelpoisin piiritopologia.

Yleinen ongelma bikvadraattisen funktion toteuttavien suodatinrakenteiden suurtaajuuskäytössä on suodattimen keskitaajuuden ja toisaalta hyvyysluvun päinvastainen riippuvuus vahvistimen vahvistuksesta: korkea hyvyysluku vaatii suuren vahvistuksen, mutta johtaa väistämättä matalaan keskitaajuuteen. Kuitenkin muutamilla topologioilla nämä suureet kasvavat molemmat vahvistuksen kasvaessa. Yksinkertainen esimerkki tällaisesta piiristä on esitetty kuvassa 6. [4].



Kuva 6. Sallen-Key -kaistanpäästösuodatin

Suodattimen keskitaajuus ja hyvyysluku riippuvat vahvistuksesta ja komponenttiarvoista kaavojen 3. ja 4. mukaisesti:

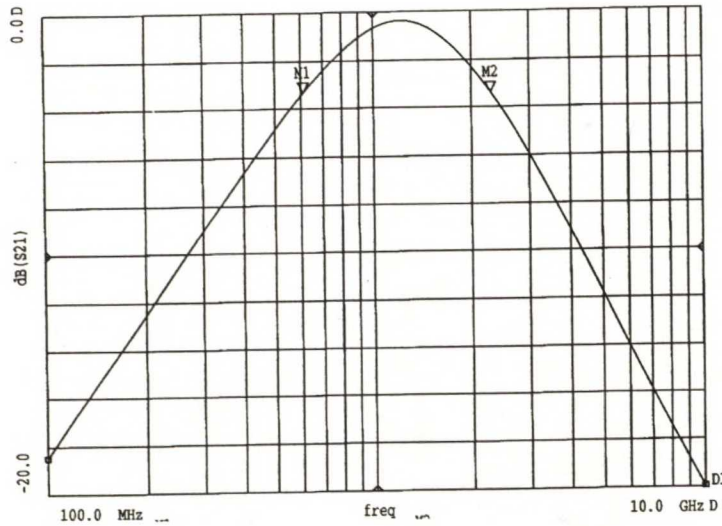
$$\omega_0^2 = \frac{(1 + A)}{(R_1 R_2 C_1 C_2)} \quad (3)$$

$$Q_0 = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2 (1 + A)}}{(R_1 C_2 + R_2 C_1 + R_2 C_2)} \quad (4)$$

Jos yksinkertaisuuden vuoksi oletetaan, että kaikki vastukset ja kondensaattorit ovat yhtä suuria, supistuu kaava 4. muotoon

$$Q_0 = \frac{\sqrt{1+A}}{3} \quad (5)$$

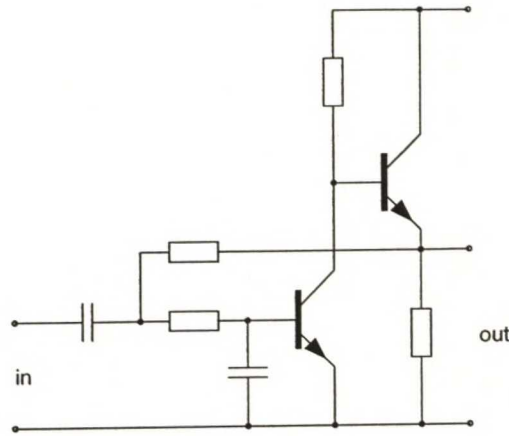
Tästä nähdään, että jos yksinkertaisen yksiasteisen vahvistimen jännitevahvistus on luokkaa 20dB ($A = 100$), jää hyvyysluku niinkin alhaiseksi kuin kolme. Tilanne on tämä käytettäessä GaAs-teknologiaa, jossa vahvistus vahvistinastetta kohti on pieni. Kuvassa 7. on simuloitu taajuusvaste GaAs MESFET:eillä toteutetulle bikvadraattiselle kaistanpäästösuodattimelle.



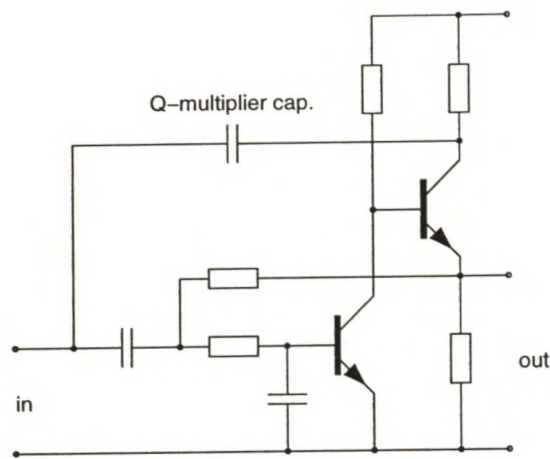
Kuva 7. Simuloitu vaste bikvadraattiselle suodattimelle

Käyttämällä useampiasteista vahvistinta suorituskky paranee jonkin verran, mutta sadan luokkaa olevat hyvyyslukuarvot vaativat jo 100dB:n vahvistusta, jota on käytännössä mahdoton toteuttaa. Lisäksi useampiasteisen paljon vahvistavan vahvistimen ongelmana mikroaaltotaajuuksilla on mahdollinen epästabiilisuus. Bipolaariteknologialla on tässä tapauksessa etunsa, sillä bipolaaritransistorista saadaan astetta kohti enemmän vahvistusta, mikä yksinkertaistaa suodattimen rakennetta. Bipolaaritransistoreilla toteutetusta suodattimesta on esimerkki kuvassa 8.

Hyvyyslukua voidaan huomattavasti parantaa käyttämällä positiivista takaisinkytkentää kuvan 9. mukaisesti [4]. Valitettavasti kytkennän stabiilisuus muuttuu tällöin kriittiseksi komponenttiarvojen suhteen, mikä ei ole hyväksyttävää. Lisäksi piirille on vaikea järjestää toimivaa ulkoista säätöä: vahvistimen vahvistusta säätämällä keskitaajuus säätyy, mutta samalla myös hyvyysluku muuttuu.



Kuva 8. Bikvadraattinen suodatin bipolaarirakenteena



Kuva 9. Positiivisesti takaisinkytketty suodatin

3.2. Aktiiviset RLC-suodattimet

Aktiiviset RLC-suodattimet koostuvat passiivisista LC-resonaattoreista, niihin sopivasti kytketyistä vastuksista ja aktiivisista transistoreista. Suodattimien yleinen siirtofunktio on bikvadraattista muotoa [5]:

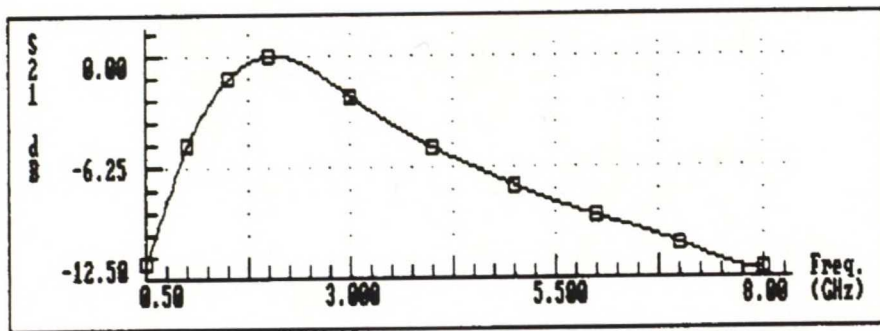
$$H(s) = \frac{Y - G_0}{Y + G_0} \quad (6)$$

Kaavassa (6) Y on resonaattorin admittanssi ja G_0 funktio piirin konduktansseista. Valittamalla resonaattorin topologia ja samalla admittanssi sopivasti voidaan siirtofunktion muotoon vaikuttaa siten, että halutun tyyppinen toiminta (ali-, yli- tai kaistanpäästösuo-

datin) saavutetaan. Erityisesti jos resonaattorin admittanssi on puhtaasti reaktiivinen, eli se ei sisällä vastuksia, toteuttavat kaikki piirit kaikkipäästöfunktion

$$S_{21}(s) = \frac{s^2 - (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2} \quad (7)$$

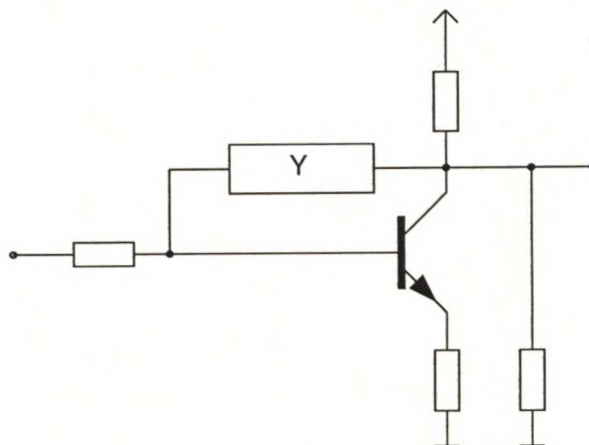
Aktiivisia RLC-suodattimia on kolmea eri tyyppiä: Rubin-, Orchard- ja Larky-rakenteet. Niiden suorituskyyvyt ovat käytännössä hyvin lähellä toisiaan huolimatta rakenteellisista eroista. Tyypillinen tällaisen suodattimen taajuusvaste on esitetty kuvassa 10. Seuraavassa tarkastellaan lähemmin em. kolmea suodatintyyppiä.



Kuva 10. Aktiivisen RLC-suodattimen taajuusvaste [5]

3.2.1. Rubin-suodatin

Rubin-suodatin [6] koostuu yhdestä transistorista ja resonaattorista kuvan 11. mukaisesti.

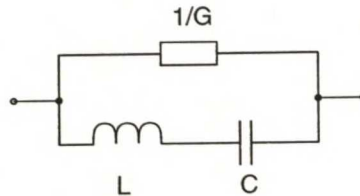


Kuva 11. Rubin-suodatin

Tyypillisesti suodattimelta halutaan kaistanpäästöfunktio, jolloin Rubin-suodattimen resonaattorin konduktanssiksi tulee

$$Y(s) = \frac{sC}{s^2LC + 1} + G \quad (8)$$

Kaavaa (8) vastaava kytkentä on kuvassa 12.

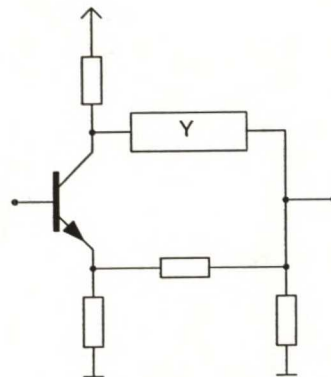


Kuva 12. Resonaattorin rakenne

Rakenteen etuna on helppo sovitussuhteeseen vain komponenttiarvojen valinnalla. Tosin tällöin sovitussuhteeseen on kapeakaistainen. Ongelmana Rubin-suodattimessa, kuten muissakin aktiivisissa RLC-suodattimissa, on riittävän kapean kaistanleveyden aikaansaaminen. Kapea kaista vaatisi korkean induktanssiarvon omaavan kelan, jota ei integroituna voi toteuttaa. Kelan häviöt lisäävät vaimennusta päästökaistalla.

3.2.2. Orchard-suodatin

Samoin kuin Rubin-suodattimella, Orchard-suodattimen [7] resonaattorin rakenne on kuvan 12. mukainen, kun halutaan toteuttaa kaistanpäästöfunktio. Orchard-suodattimen rakenne selviää kuvasta 13.

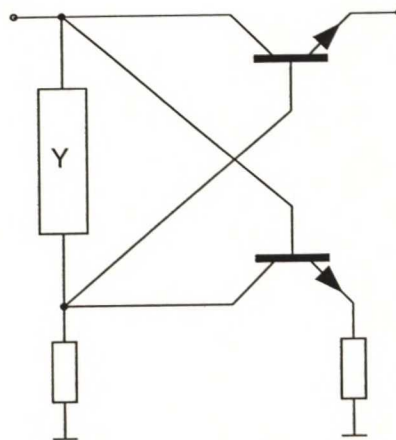


Kuva 13. Orchard-suodatin

Ominaisuuksiltaan tämä suodatintyyppi on lähellä Rubin-suodatinta. Laajakaistainen sovitus 50Ω :iin on helpompi toteuttaa kuin edellä, mutta vain lisätransistoriasteiden avulla. Myös tämän rakenteen haittana on kapean kaistan vaatima korkea induktanssiarvo.

3.2.3. Larky-suodatin

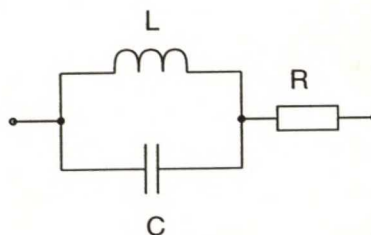
Kaksi aktiivista elementtiä vaativan Larky-suodattimen [8] rakenne on esitetty kuvassa 14.



Kuva 14. Larky-suodatin

Suodattimen ominaisuudet vastaavat passiivista siltakytkentää, ja resonaattorin impedanssin on nyt oltava kaavan (9) ja rakenteen kuvan 15. mukainen kaistanpäästöfunktion saavuttamiseksi.

$$Z(s) = R + \frac{sL}{s^2LC + 1} \quad (9)$$

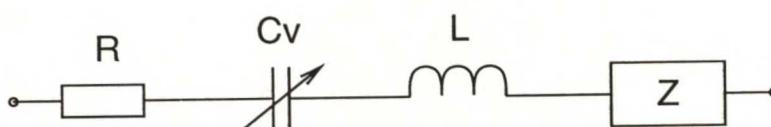


Kuva 15. Resonaattorin rakenne

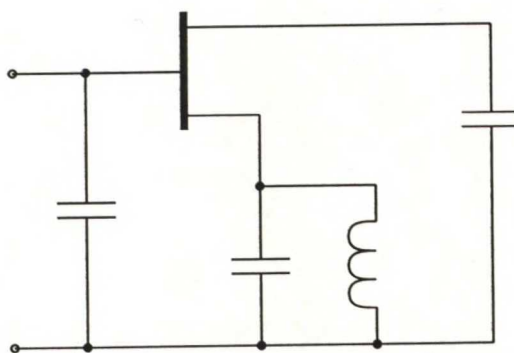
Larky-suodattimen toiminta perustuu rinnakkaisresonanssiin toisin kuin edellisissä rakenteissa, joten kapean kaistan aikaansaaminen ei vaadi suuri-induktanssista kela. Lisäksi sovitus 50Ω :iin on yhtä vaivaton toteuttaa kuin Rubin-suodattimellakin. Valitettavasti kelan hyvyysluvulla on tässä rakenteessa suurempi vaikutus suorituskyykyyn kuin edellisissä, joten käytännössä integroidut matalan hyvyysluvun kelat asettavat rajoituksia piirin toiminnalle.

3.3. Varaktorisuodattimet

Varaktorisuodattimet perustuvat passiivisiin LC-resonaattoreihin, jotka muodostuvat jänniteohjatusta kapasitanssidiodista l. varaktorista, häviöllisestä spiraalikelasta ja kelan häviön kompensoivasta laajakaistaisesta negatiivisesta resistanssista (kuva 16.). Kapasitanssin säätö mahdollistaa resonanssitaajuuden ulkoisen muuttamisen tietyissä rajoissa, kun taas hyvyysluku määräytyy pelkästään negatiivisen resistanssin ja kelan häviöresistanssin summasta. Negatiivinen resistanssi voidaan toteuttaa esimerkiksi kuvan 17. mukaisella aktiivisella piirillä [9],[10].



Kuva 16. Varaktoriohjattu resonaattori

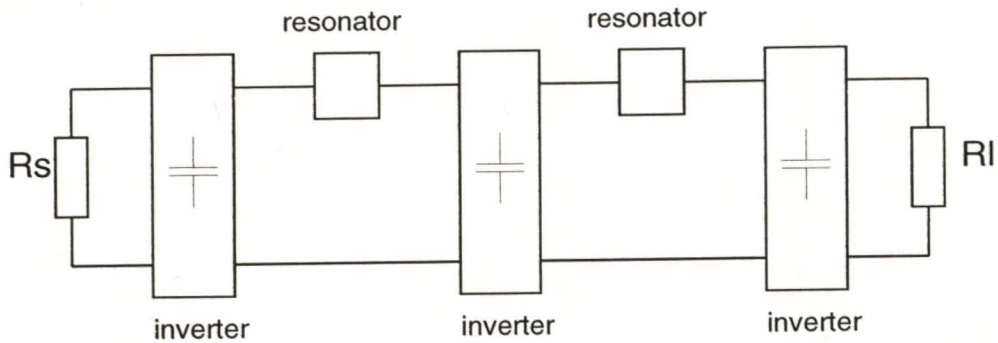


Kuva 17. Aktiivinen negatiivinen resistanssi

Resonaattorin hyvyysluku $Q = \omega L/R$ saadaan näin teoriassa mielivaltaisen korkeaksi mitoittamalla negatiivinen resistanssi mahdollisimman tarkasti piirin kokonaishäviöresistanssin suuruiseksi. Vaarana on kuitenkin ketjun kokonaisresistanssin valuminen nega-

tiiviseksi, jolloin piiristä tulee epästabiili. Käytännön integroiduissa piireissä tarkka mitoitus ei toleranssien vuoksi onnistu, joten ulkoinen säätö olisi välttämätön myös negatiiviselle resistanssille stabiilisuuden ja korkean hyvyysluvun takaamiseksi.

Resonaattoreista voidaan muodostaa suodatin kuvan 18. mukaisesti. Tällainen suodatin on mahdollista toteuttaa tyydyttävästi vain GaAs-prosessilla, sillä varaktorin integrointi ei onnistu hyvin piiprosessissa.



Kuva 18. Resonaattoreista muodostettu suodatin

3.4. Aktiivi-induktanssisuodattimet

Aktiivisiin induktansseihin perustuvat suodattimet ovat rakenteeltaan perinteisiä LC-suodattimia, joissa passiivinen kela on korvattu vastaavilla korkean Q-arvon omaavilla säädettävillä aktiivisilla keloilla. Tällaisella rakenteella voidaan saavuttaa useita etuja verrattuna aikaisemmin esiteltyihin aktiivisiin suodattimiin:

- passiivisia induktiivisia komponentteja ei tarvita, joten käytettävä prosessi ei periaatteessa aseta rajoitusta
- säädettävyys mahdollistaa suodattimen virityksen ja kompensoi prosessivaihteluiden vaikutusta
- perinteiset hyvin määritellyt LC-suodattimien synteesimenetelmät ovat suoraan sovellettavissa ja niiden hyvät herkkyyssominaisuudet ovat periytyviä
- resonaattorien hyvyysluvut on mahdollista saada suhteellisen korkeiksi, mikä oleellisesti parantaa suodattimen suorituskkyä

Aktiivisia induktansseja käsitellään tarkemmin seuraavassa luvussa.

4. Integrointi suurilla taajuuksilla

4.1. Valmistusteknologiat

Integroinnissa käytettävän substraattimateriaalin perusteella voidaan erottaa kaksi yleisessä käytössä olevaa valmistusteknologiaa: galliumarsenidi (GaAs) ja pii (Si). Näiden fysikaalisia ominaisuuksia on verrattu taulukossa 2. [11]:

	GaAs	Si
Sulamispiste (°C)	1238	1415
Vähemmistövarauksenkuljettajien elinaika (s)	$2.5 \cdot 10^{-3}$	$\sim 10^{-8}$
Liikkuvuus (cm^2/Vs)		
- elektronit	8500	1500
- aukot	400	450
Lämmönjohtavuus 300K ($\text{W}/\text{cm}^\circ\text{C}$)	0.46	1.5
Dielektrisyysvakio	13.1	11.9
Kielletty energiaväli 300K (eV)	1.424	1.12
Sähkönjohtavuus (Ωcm)	$\sim 10^8$	$2.3 \cdot 10^5$

Taulukko 2. GaAs vs. Si

Kuten taulukosta nähdään, on elektronien liikkuvuus GaAs:lla huomattavasti suurempi kuin piillä. Tämä suure on suorassa suhteessa piirien nopeuteen, joten GaAs soveltuu paremmin suurille taajuuksille. Lisäksi suurin liikkuvuus saavutetaan GaAs:lla pienemällä sähkökentän arvolla kuin piillä, mikä edesauttaa pienikäyttöjännitteisten piirien suunnittelua. Aukkojen liikkuvuus on GaAs:lla pieni, joten p-tyypin komponentteja ei voi käyttää, eikä CMOS-piirejä vastaavia rakenteita ole mahdollista suunnitella.

Suurempi kielletty energiaväli helpottaa GaAs:n käyttöä suuremmissa lämpötiloissa ja lyhyempi varauksenkuljettajien elinaika tekee GaAs:sta tunteettomamman ulkoiselle ionisoivalle säteilylle. Nämä ovat edullisia ominaisuuksia suunniteltaessa avaruustekni-
siä sovellutuksia.

GaAs:n lämmönjohtavuus on piitä pienempi, joten tehosovellutuksissa häviötehon poistojohtamiseen on kiinnitettävä enemmän huomiota. Toisaalta GaAs-kiekkojen paksuus on yleensä huomattavasti ohuempi kuin piikiekkojen, mikä auttaa lämmön johtumista pois. Kiekkon ohuus kuitenkin hankaloittaa käsittelyä, ja GaAs piirit ovat mekaanisesti herkkiä vaurioille.

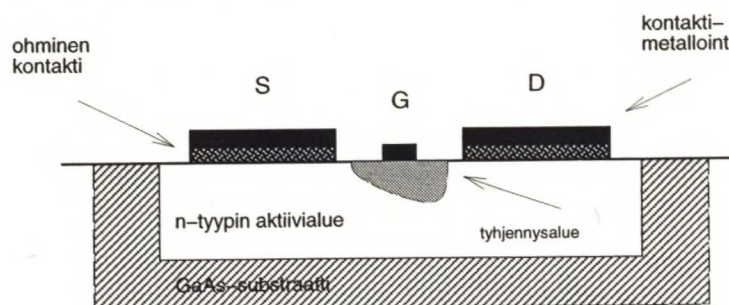
GaAs on sähköisesti puolieristävää ainetta, jonka ansiosta parasiittiset kapasitanssit piirielementtien välillä ja substraattiin ovat paljon pienempiä verrattuna piihin. Tämä on käytännön piirisuunnittelun kannalta hyvin merkittävä etu, sillä se vähentää korkeiden taajuuksien vuotoa ei-toivottuihin osiin piirissä ja mahdollistaa mm. spiraalikeloiden käytön induktiivisina komponentteina.

Piiteknologia on valmistusteknisesti kypsempää kuin GaAs-teknologia, ja sen valmistuskustannukset ovat selvästi pienemmät, mutta toisaalta verrattavissa olevan suorituskyvyn omaava piiprosessi on vastaavaa GaAs-prosessia kalliimpi ja monimutkaisempi. Bipolaaritransistorin etuina GaAs-MESFET:iin verrattuna ovat selvästi suurempi transkonduktanssi - varsinkin verrattuna ulostulokonduktanssiin - ja pienempi $1/f$ -kohina.

4.2. Keskitetyt GaAs-komponentit

4.2.1. MESFET

GaAs-teknologiaa käytettäessä aktiivisena komponenttina on useimmiten MESFET-transistori (Metal Semiconductor Field Effect Transistor). MESFET:n rakenne muistuttaa suuresti tavallisen kanavatransistorin rakennetta, mutta olennaisin ero on hilan ja kanavan välinen rajapinta perustuu metalli-puolijohdeliitokseen (Schottky-liitos) eikä tavalliseen pn-liitokseen. MESFET:n poikkileikkaus on esitetty kuvassa 19.



Kuva 19. MESFET:n poikkileikkaus

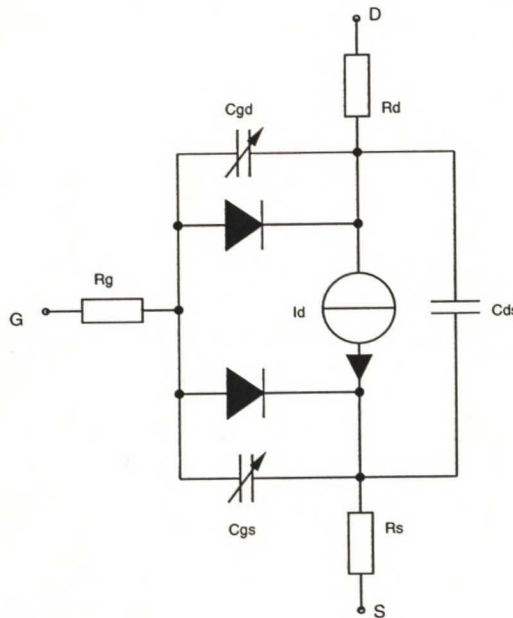
MESFET:n etuina verrattuna bipolaaritransistoriin ovat pienempi kohinaluku, suurempi yksikkövahvistuksen rajataajuus ja vaivaton biasointi.

Matemaattisia malleja MESFET:lle on kehitetty useita. Niitä ovat Curticen neliöllinen ja kuutiollinen malli, Statzin, Materkan ja Tajiman mallit, TOM (TriQuint Own Model) sekä viimeisimpänä Parker-Skellernin malli. Ehkä yleisimmin käytössä oleva Curticen kuutiollinen malli kuvaa MESFET:n virta-jännitekäyttäytymistä seuraavasti [12]:

$$\begin{aligned} I_{ds} &= (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \tanh(\gamma V_{ds}(t)) \\ V_1 &= V_{gs}(t - \tau) [1 + \beta(V_{ds0} - V_{ds}(t))] \\ \tau &= A_5 V_{ds} \end{aligned} \quad (10)$$

Tässä A_0, \dots, A_5, γ ja β ovat malliin liittyviä parametrejä.

Kuvassa 20. on esitetty MESFET:n suursignaalmalli, jossa virtalähde toteuttaa ym. virtalausekkeen.

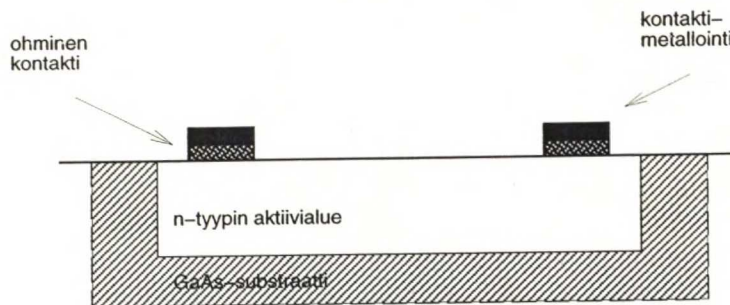


Kuva 20. MESFET:n sijaiskytkentä

GaAs-MESFET -teknologia on vielä melko uutta, jonka seurauksena komponenttimallien tarkkuus on vielä puutteellinen. Nykyiset MESFET-mallit eivät mallita mm. transistorin ulostulokonduktanssia oikein, mistä seuraa suuria ongelmia suodatinsuunnittelussa. Uusien mallien jatkuvan kehittelyn ja teknologian jalostumisen myötä asia korjaantuneen ajan mittaan.

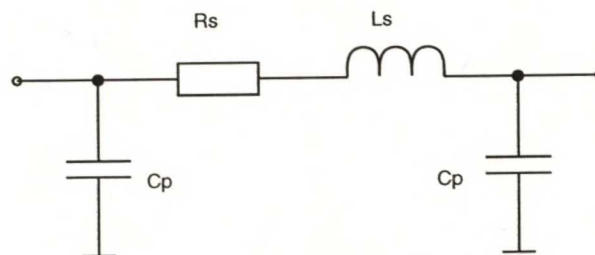
4.2.2. Vastus

GaAs-piireissä vastusmateriaali on joko seostettua GaAs:ia (mesa-vastukset) tai resistiivistä metallia (ohutkalvovastukset, materiaalina esim. NiCr). Suuria vastusarvoja saadaan aikaan helpommin mesa-vastuksilla, sillä aktiivialueen neliöresistanssi on satojen ohmien luokkaa, kun taas ohutkalvovastusten neliöresistanssit ovat tyypillisesti alle sadan ohmin. Lineaarisuudeltaan, kohinaominaisuuksiltaan ja tarkkuudeltaan ohutkalvovastukset ovat selvästi parempia, mutta niitä ei ole kaikissa prosesseissa käytettävissä. Kuvassa 21. on mesa-vastuksen poikkileikkaus.



Kuva 21. Vastus

Vastuksen malli seuraa kuvan 22. mukaista sijaiskytkentää.

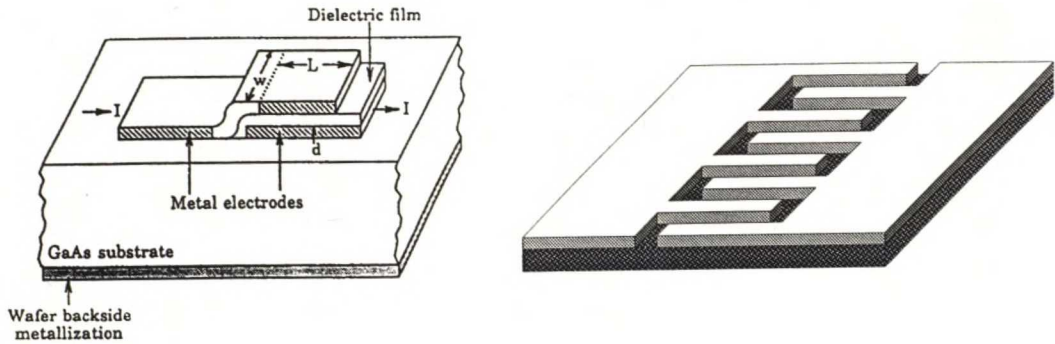


Kuva 22. Vastuksen sijaiskytkentä

4.2.3. Kondensaattori

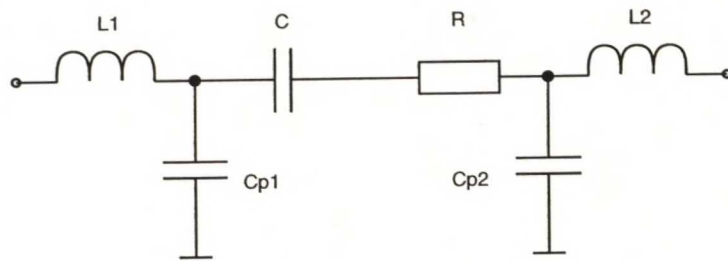
Kondensaattorit voivat olla joko kahden päällekkäisen metallikerroksen ja niiden välissä olevan eristeen muodostamia MIM-kondensaattoreita (Metal-Insulator-Metal), tai yhden metallikerroksen muodostamia interdigitaalikonkondensaattoreita. MIM-kondensaattorien eristemateriaali vaikuttaa kapasitanssiarvoon ja kondensaattorien laatuun. Eriste voi olla piinitridiä (Si_3N_4), tantaali(V)oksidia (Ta_2O_5), alumiinioksidia (Al_2O_3), piidioksidia (SiO_2) tai orgaanista polyimidia. Tantaalioksidilla saavutetaan suurin kapasitanssiarvo pinta-alayksikköä kohti ja piinitridillä suuri hyvyysluku. Polyimidikonkondensaattorit

soveltuvat pienien kapasitanssiarvojen toteuttamiseen. Interdigitaalikondensaattorien kapasitanssit ovat hyvin pieniä, mikä rajoittaa niiden käyttöä. Toleranssiltaan ne ovat erittäin hyviä. Kuvassa 23. on esitetty molemmat kondensaattorityypit.



Kuva 23. MIM- ja interdigitaalikondensaattori

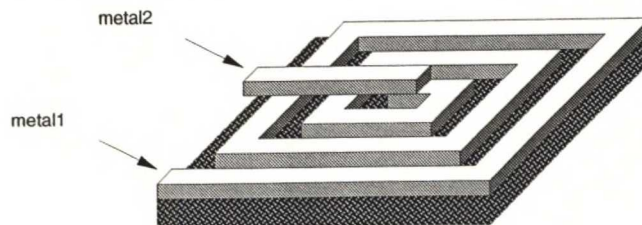
MIM-kondensaattorin sijaiskytkentä on kuvan 24. mukainen:



Kuva 24. MIM-kondensaattorin sijaiskytkentä

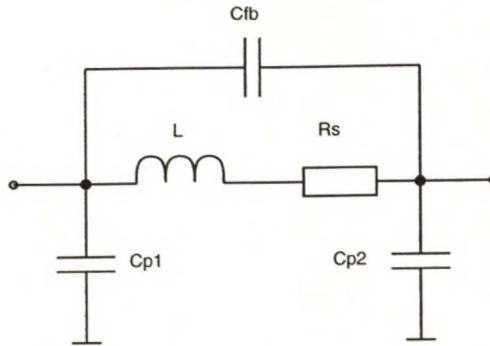
4.2.4. Kela

GaAs-piireissä käytettävät keskitetyt induktanssit ovat yleensä spiraalikeloja, joiden rakenne on kuvan 25. mukainen. Tällaisen kelan resonanssitaajuus riippuu kierrosmäärästä, ja siis induktanssista, ollen yleensä alimmillaan n. 10 GHz. Sarjaresistanssi on luokkaa 1Ω kierrosta kohti, jolloin hyvyysluku jää melko alhaiseksi.



Kuva 25. Spiraalikela

Spiraalikelan vastinkytkentä on kuvan 26. mukainen:



Kuva 26. Kelan sijaiskytkentä

4.3. Käytetyt prosessit

Tässä diplomityössä suunnitellut piirit on toteutettu käyttäen pii- ja GaAs-teknologiaa; kuitenkin pääasiassa viimeksimainittua. Prosesseina käytössä ovat EUROCHIP:n tarjoamat GEC-Marconin F20 GaAs:n osalta ja SGS-Thomsonin HF2CMOS piin osalta.

4.3.1. GEC-Marconi F20

Englantilaisen GEC-Marconi Material Technology:n F20 on tyypillinen analogiasuunnitteluun tarkoitettu GaAs-prosessi. Sen tarjoaman MESFET:n yksikkövahvistuksen rajataajuus on yli 20 GHz 0.5 μ m:n hilapituudella. Passiivisina komponentteina on käytössä mesa-vastukset, MIM- ja interdigitaalikondenssaattorit, spiraalikelat ja siirtojohdot [13].

Mesa-vastusten vastusmateriaalin neliövastus on 180 Ω/\square . Vastusmateriaali voidaan trimmata etsaamalla, jolloin sen neliövastus kasvaa 300 Ω/\square :iin. Tällä tavoin voidaan valmistaa vastuksia, joiden resistanssi vaihtelee 10 Ω :n ja 10k Ω :n välillä

MIM-kondenssaattorien eristeenä käytetään joko pelkkää piinitridiä tai piinitridin ja polyimidin yhdistelmää. Piinitridikondenssaattorin kapasitanssi voi olla 0.5 - 59pF ja polyimidikondenssaattorin 0.06 - 2.5pF. Interdigitaalikondenssaattorin kapasitanssi on aina alle 0.5pF. 1pF:n polyimidikondenssaattori on kooltaan n. 200 μ m \times 200 μ m, ja 10pF:n piinitridikondenssaattori n. 150 μ m \times 150 μ m.

Spiraalikeloja on tarjolla eri johdinleveyksiä sen mukaan, kuinka suuri virta niiden kautta halutaan johtaa. Kierrosmäärältään kelat voivat olla yhdestä seitsemään, jolloin toteutettavan induktanssiarvot liikkuvat 0.3nH:n ja 13nH:n välillä. Kaksikerroskeloilla päästään aina 18nH:iin saakka, mutta tällaisen rakenteen hyvyysluku ja resonanssitaajuus jää kovin alhaiseksi. Kooltaan 13nH:n kela on n. $400\mu\text{m} \times 400\mu\text{m}$.

Siirtojohdot ovat käyttökelpoisia vain taajuusalueen yläpäässä niiden fyysisten mittojen vuoksi.

4.3.2. SGS-Thomson HF2CMOS

Ranskalaisen SGS-Thomson Microelectronics:n HF2CMOS on $2\mu\text{m}$:n viivanleveyden BiCMOS-prosessi. Sen NPN-tyyppisten bipolaaritransistorien yksikkövahvistuksen rajataajuus liikkuu 3 GHz:n vaiheilla [14].

Vastusmateriaalina käytetään joko diffusoitua aktiivialuetta tai resistiivistä polypiitä. Neliövastusarvot liikkuvat välillä $21\Omega/\square$ - $7\text{k}\Omega/\square$. Parhaat vastukset lineaarisuudeltaan ovat polypiivastuksia neliöresistanssiltaan $21\Omega/\square$, jolloin jo satojen ohmien luokkaa olevat vastukset ovat isokokoisia varsinkin, jos niiden leveyttä on kasvatettava läpi kulkevan virran suuruuden vuoksi. Tästä aiheutuu suuri parasiittinen kapasitanssi vastuksesta substraattiin.

Kondensaattorit muodostuvat joko kahdesta polypiikerroksesta tai polypii- ja aktiivialuekerroksesta. Poly-poly -kondensaattorin kapasitanssi pinta-alayksikköä kohti on $500\text{pF}/\text{mm}^2$, jolloin esim. 1pF:n kondensaattori on kooltaan n. $2000\mu\text{m}^2$ ($45\mu\text{m} \times 45\mu\text{m}$). Tällaisen kondensaattorin parasiittinen kapasitanssi substraattiin on luokkaa 0.1pF.

5. Aktiiviset induktanssit

Passiiviset spiraalikelat ovat laajalti käytössä mikroaaltoalueen integroiduissa piireissä. Niitä käytetään vahvistimien sovituspireissä, oskillaattoreissa ja passiivisissa LC-suodattimissa. Kuitenkin niiden kuluttama pinta-ala piirin pinnalla on suuri, joten niiden käyttö on pyrittävä minimoimaan. Lisäksi passiivisten spiraalikelojen laatu ei ole riittävä useisiin sovellutuksiin, kuten hyvälaatuisiin suodattimiin tai oskillaattoreihin. Passiivisten kelojen käyttö rajoittuu GaAs-teknologiaan, eikä niitä voida yksinkertaisin menetelmin käyttää piiprosesseissa.

Aktiivisilla induktansseilla ei näitä rajoituksia ole. Niiden koko on suhteellisen pieni ja ennen kaikkea riippumaton induktanssiarvosta, ja hyvyysluku on potentiaalisesti hyvin suuri. Ulkoinen säätö on mahdollista, jolloin aktiivikelan ominaisuudet voidaan optimoida kutakin tarkoitusta varten.

Idea aktiivisten induktanssien synteesistä ja käytöstä mikroaaltotaajuuksilla on peräisin 1960-luvun lopulta, jolloin esiteltiin kaksi aktiivikeloihin perustuva suurtaajuussuodattinta [15],[16]. Näissä toteutuksissa induktanssi saatiin aikaan hyödyntäen bipolaaritransistorin sisäisiä induktiivisia ominaisuuksia, jotka johtuvat kulkuaikaviiveestä. Piirit vaativat transistorin kannalle induktiivisen impedanssin, siis kelan, joten rakenteita ei voi varauksetta integroida. Alkuperäiset toteutukset oli tietenkin tehty diskreetein komponentein.

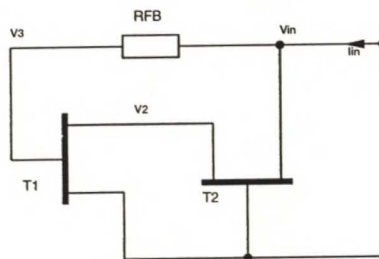
Idea aktiivi-induktanssien käytöstä tuli uudelleen esiin 1980-luvun lopulla integroitujen mikroaaltopiirien (MMIC) kehityksen myötä houkuttimena pieni koko ja hyvä suorituskyky. Merkittävintä alaa koskevaa tutkimusta ja kehitystyötä tehtiin Japanissa, ja näistä löydöksistä onkin tullut eräänlainen referenssi vertailtaessa aktiivisten induktanssitopologioiden suorituskykyä.

Tässä luvussa esitellään muutamia aktiivikelatopologioita, tutkitaan niiden teoreettista ja käytännön suorituskykyä perustuen tietokonesimulointiin todellisilla komponenttimalleilla ja mittauksiin valmiista integroiduista piireistä.

5.1. Aktiivikela H1

5.1.1. Teoria

Tässä käsiteltävää aktiivikelarakennetta voidaan kutsua Haran ensimmäisen sukupolven aktiivikelaksi keksijänsä mukaan [17]. Kela koostuu kaskodikytketyistä transistoreista ja takaisinkytkentävästuksesta kuvan 27. mukaisesti.

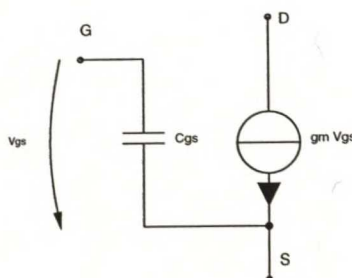


Kuva 27. Aktiivikela H1

Kytkenän toiminta perustuu periaatteessa takaisinkytkentävästuksen R_{FB} ja transistorin T_1 gate-source -kapasitanssin aiheuttamaan ulostulojännitteen vaihesiirtoon transistorin hilalla siten, että hilajännitteen vaihe on 90° edellä ulostulojännitteen vaihetta. Transistorin virtaa ohjataan sen hilajännitteellä, joten transistorien T_1 ja T_2 , ja siis kelan, läpi kulkeva virta on myös 90° edellä ulostulojännitettä. Kytkentä vastaa siis induktanssia.

Jos transistoreja mallitetaan vain gate-source -kapasitanssilla C_{gs} ja transkonduktanssilla g_m , (kuva 28.) voidaan piirille muodostaa solmuyhtälöt

$$\begin{bmatrix} 1/R_{FB} & -g_m & -1/R_{FB} \\ 0 & j\omega C_{gs} + g_m & g_m \\ -1/R_{FB} & 0 & 1/R_{FB} + j\omega C_{gs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{in} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$



Kuva 28. Yksinkertaistettu MESFET:n sijaiskytkentä

Yhtälössä 11. on oletettu, että transistorit ovat samanlaisia. Näin laskenta yksinkertaistuu huomattavasti ja lisäksi lähteen mukaan piirin suorituskkyky on optimissaan.

Ratkaisemalla yhtälöstä 11. V_{in} saadaan piirin sisäänmenoadmittanssiksi

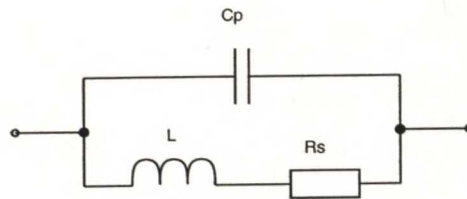
$$Y_{in} = \frac{I_{in}}{V_{in}} = \frac{1}{R_{FB}} + \frac{g_m^2}{(j\omega C_{gs} + g_m)(j\omega C_{gs} R_{FB} + 1)} - \frac{1}{R_{FB}(j\omega C_{gs} R_{FB} + 1)} \quad (12)$$

Ja tästä edelleen identifioimalla induktanssi, sarjaresistanssi ja rinnakkaiskapasitanssi (kuva 29.)

$$L = \frac{C_{gs} g_m^2 R_{FB} \left(\frac{1}{R_{FB}} + g_m \right) \left(\frac{1}{R_{FB}^2} + \omega^2 C_{gs}^2 \right)}{\frac{g_m^4}{R_{FB}^2} + \omega^2 C_{gs}^2 g_m^3 \left(\frac{2}{R_{FB}} + g_m \right) - \omega^4 C_{gs}^4 g_m^2 + \omega^6 C_{gs}^6} \quad (13)$$

$$R_s = \frac{R_{FB} \left(\frac{1}{R_{FB}^2} + \omega^2 C_{gs}^2 \right) \left(\frac{g_m^3}{R_{FB}} + \omega^4 C_{gs}^4 \right)}{\frac{g_m^4}{R_{FB}^2} + \omega^2 C_{gs}^2 g_m^3 \left(\frac{2}{R_{FB}} + g_m \right) - \omega^4 C_{gs}^4 g_m^2 + \omega^6 C_{gs}^6} \quad (14)$$

$$C_p = \frac{C_{gs}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_{FB}^2} \quad (15)$$



Kuva 29. Aktiivisen induktanssin vastinkytkentä

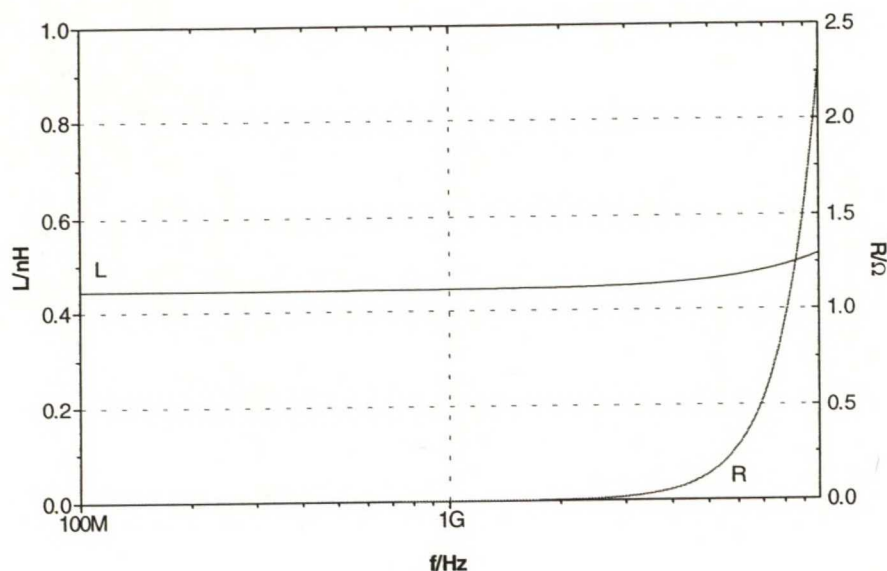
Selvästi resonanssitaajuutta alemmilla taajuuksilla yhtälöt yksinkertaistuvat muotoon

$$C_p \approx C_{gs} \quad (16)$$

$$L \approx \frac{C_{gs} R_{FB}}{g_m^2} \left(g_m + \frac{1}{R_{FB}} \right) \quad (17)$$

$$R_s \approx \frac{1}{g_m} \quad (18)$$

Piirin teoreettinen reaktanssi (likimain sama kuin pelkän induktanssin reaktanssi) ja sarjaresistanssi on esitetty graafisesti kuvassa 30. ($g_m = 15\text{mS}$, $C_{gs} = 0.1\text{pF}$, $R_{FB} = 2\text{k}\Omega$)



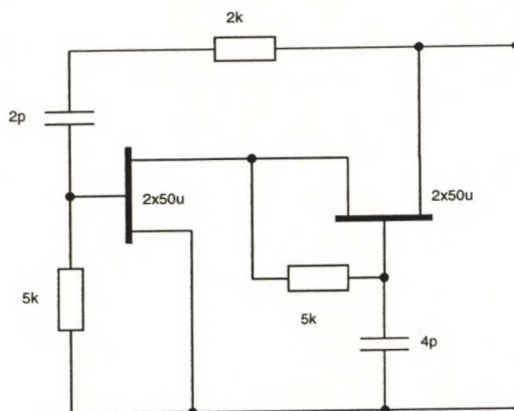
Kuva 30. Teoreettinen suorituskyky

Kaavasta (18) nähdään, että tällä rakenteella sarjaresistanssi jää väistämättä suureksi, sillä esim. GaAs-MESFET:eillä transkonduktanssiarvot liikkuvat suurimmillaan kymmenissä millisiemensseissä, jolloin sarjaresistanssi on aina yli 10Ω ja hyvyysluku jää pieneksi. Hyvä ominaisuus on induktanssin lineaarinen riippuvuus takaisinkytkentävastuksen arvosta, joten sen skaalaus onnistuu vastuksen arvoa muuttamalla. Huonon hyvyyslukunsa johdosta piiri ei kuitenkaan sovellu suodatinkäyttöön.

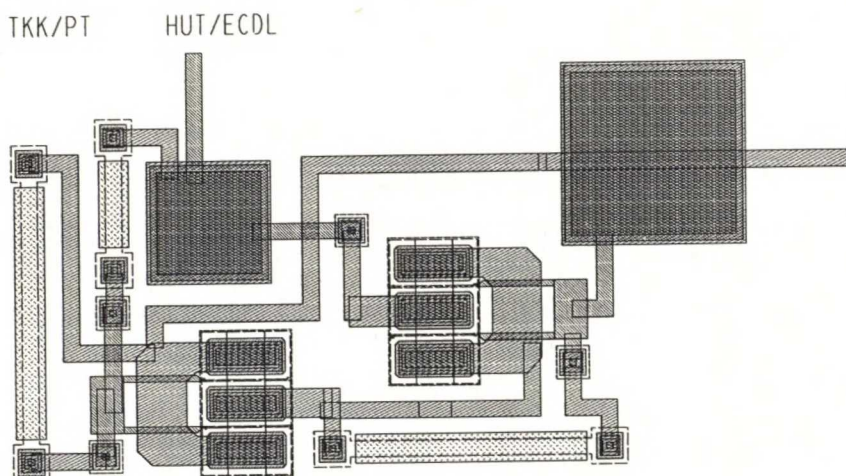
5.1.2. Käytännön piiri

Haran ensimmäisen sukupolven aktiivinen induktanssiipiiri toteutettiin GEC-Marconin GaAs-prosessilla integroituna. Sähköinen ja layout-suunnittelu on Ph. D. Petteri Alinikulan käsialaa. MESFET-transistorit ovat kooltaan $2 \times 50\mu\text{m}$, ja I_{DSS} :ään biasoituina niiden transkonduktanssi on luokkaa 15mS . Takaisinkytkentävastus on kooltaan $2\text{k}\Omega$. Lisäksi piirissä on kaksi DC-erotuskondensaattoria. Tasajännitteet tuodaan piirille yksin-

kertaisesti RF-kärkien kautta. Kytkennän piirikaavio on kuvassa 31. ja piirikuviointii kuvassa 32.

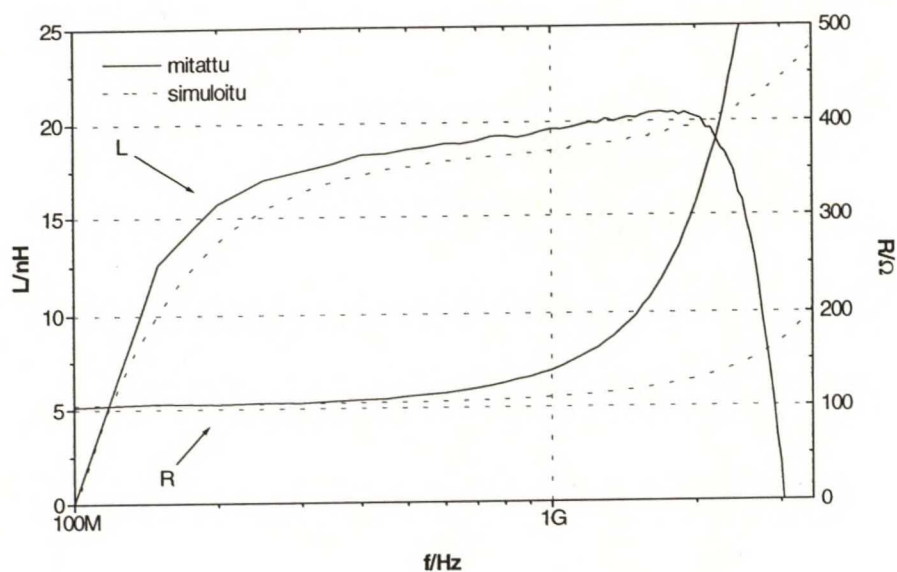


Kuva 31. Piirikaavio

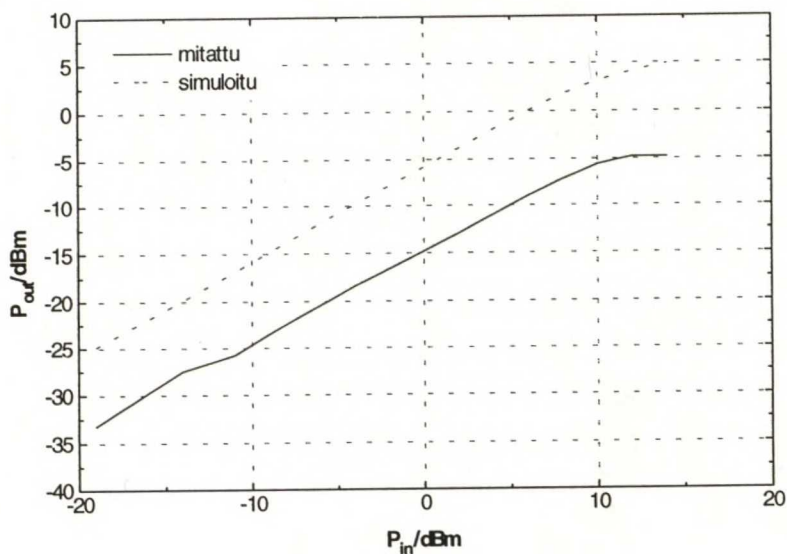


Kuva 32. Piirikuvio

Mittaukset tehtiin VTT Teletekniikan laboratoriossa 18.3.1993. Piiristä mitattiin S-parametrit, joista edelleen voidaan laskea sarjareaktanssia vastaava induktanssi ja sarjaresistanssi, sekä ulostuloteho sisäänmenotehon funktiona, kun heräte on kytketty ylempään sisäänmenoon ja vastetta mitataan alemmasta. Kuvissa 33. ja 34. on esitetty mittaustulokset yhdessä simuloitujen tulosten kanssa.



Kuva 33. Induktanssi ja sarjaresistanssi



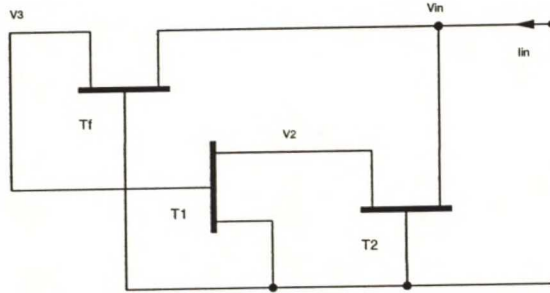
Kuva 34. Kompressio ($f = 2$ GHz)

Kuvaajasta 34. nähdään, että simuloitujen ja mitattujen tehotasojen ero on lähes 10 dB. Tämä voidaan selittää sillä, että mittaustaajuudella (2 GHz) piirin sarjaresistanssi on jo huomattavasti simuloitua suurempi kuvan 33. mukaisesti, jolloin tehotaso on ulostulossa väistämättä alhaisempi kuin simuloinnit antavat olettaa.

5.2. Aktiivikela H2

5.2.1. Teoria

Haran toisen sukupolven aktiivikelassa [18] ensimmäisen sukupolven takaisinkytkentä-vastus on korvattu yhteishilakytketyllä transistorilla kuvan 35. mukaisesti rakenteen ja toimintaperiaatteen muuten pysyessä samanlaisena.



Kuva 35. Aktiivikela H2

Jos transistoreja edelleen mallitetaan kuten edellä, voidaan piirille kirjoittaa solmupistehtälöt

$$\begin{bmatrix} j\omega C_{gsf} + g_{mf} & -g_m & 0 \\ 0 & j\omega C_{gs} + g_m & g_m \\ -g_{mf} & 0 & j\omega C_{gs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{in} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Tässä g_{mf} ja C_{gsf} ovat takaisinkytkentätransistorin parametrejä. Kaskoditransistorit ovat edelleen samankokoisia optimisuorituskyvyn takaamiseksi.

Piirin sisäänmenoadmittanssi on

$$Y_{in} = j\omega C_{gsf} + g_{mf} + \frac{g_m^2 g_{mf}}{j\omega C_{gs} (j\omega C_{gs} + g_m)} \quad (20)$$

Ja edelleen induktanssi, sarjaresistanssi ja rinnakkaiskapasitanssi

$$L = \frac{C_{gs} g_m^2}{g_{mf} (g_m^4 - \omega^2 C_{gs}^2 g_m^2 + \omega^4 C_{gs}^4)} \quad (21)$$

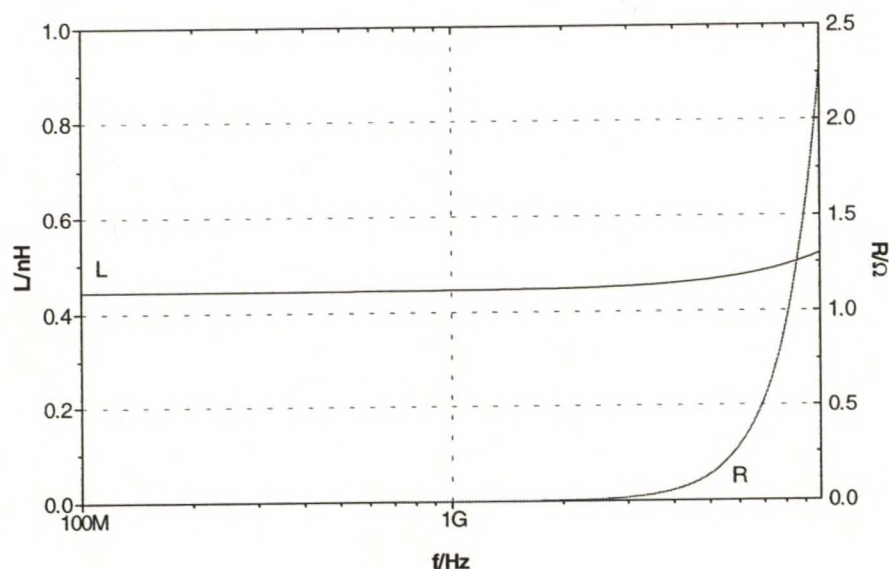
$$R = \frac{\omega^4 C_{gs}^4}{g_{mf} (g_m^4 - \omega^2 C_{gs}^2 g_m^2 + \omega^4 C_{gs}^4)} \quad (22)$$

$$C_p = C_{gsx} \quad (23)$$

Pienillä taajuuksilla induktanssi ja resistanssi ovat likimäärin

$$L \approx \frac{C_{gs}}{g_m g_{mf}} \quad (24)$$

$$R \approx 0 \quad (25)$$



Kuva 36. Teoreettinen suoritussyky

Kuvassa 36. $g_m = g_{mf} = 15\text{mS}$ ja $C_{gs} = C_{gsf} = 0.1\text{pF}$. Yksinkertaisuuden vuoksi kaikki transistorit on ajateltu samanlaisiksi, jonka johdosta induktanssiarvot jäävät pieniksi. Mitoittamalla takaisinkytkentätransistori selvästi pienemmäksi kuin kaskoditransistorit voidaan piirin induktanssia nostaa. Tällöin kuitenkin myös sarjaresistanssi kasvaa samassa suhteessa. Käytännössä piiri on helpointa toteuttaa, kun kaikki transistorit ovat samanlaisia.

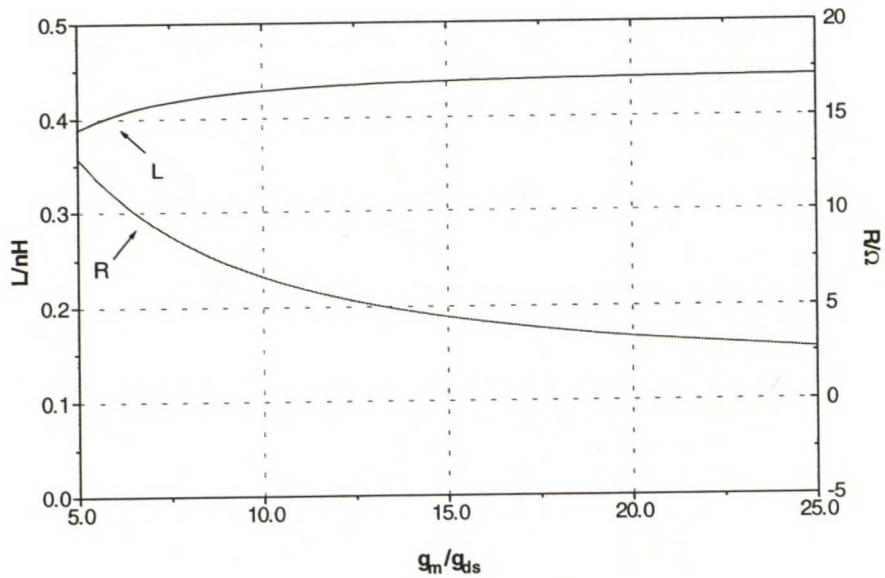
Tällä rakenteella saadaan siis teoriassa erittäin pieni sarjaresistanssi ja sen seurauksena hyvin suuri hyvyysluku. Käytännön transistorit kuitenkin sisältävät myös drain-source -konduktanssin g_{ds} , joka MESFET:llä on hyvinkin suuri: suhde g_m/g_{ds} voi olla vain vähän toisella kymmenellä. Kun tämä tekijä otetaan yhtälöihin mukaan, muuttuvat matalataajuiset yhtälöt muotoon

$$L = \frac{C_{gs} \left(1 + \frac{g_{mf}}{g_{dsf}} \right) \left(\frac{g_m^3}{g_{ds}^2 g_{dsf}} + 2 \frac{g_m}{g_{dsf}} + 3 \frac{g_m^2}{g_{ds} g_{dsf}} - 3 \frac{g_m}{g_{ds}} - 4 \right)}{\left[g_{ds} + g_m \left(1 + \frac{g_m}{g_{ds}} \right) \left(1 + \frac{g_{mf}}{g_{dsf}} \right) \right]^2} \quad (26)$$

$$R_s = \frac{\left(2 + \frac{g_m}{g_{ds}} \right)}{g_{ds} + \left(1 + \frac{g_m}{g_{ds}} \right) \left(1 + \frac{g_{mf}}{g_{dsf}} \right)} \quad (27)$$

$$C_p = C_{gsf} + C_{gs} \left(1 + \frac{g_{mf}}{g_{dsf}} + \frac{1 + \frac{g_m}{g_{ds}}}{\left(2 + \frac{g_m}{g_{ds}} \right)^2} \right) \quad (28)$$

Drain-source -konduktanssin vaikutusta piirin toimintaan havainnollistaa kuva 37.



Kuva 37. Äärellisen g_{ds} :n vaikutus

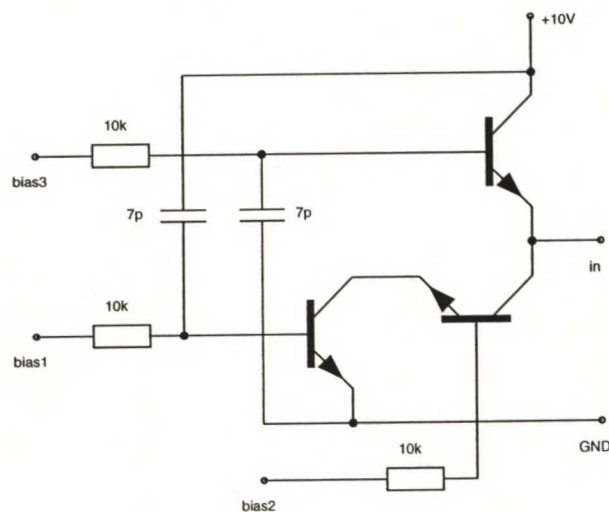
Transkonduktanssin ja ulostulokonduktanssin suhde g_m/g_{ds} on esim. GEC-Marconin prosessissa 12, jolloin todellisuudessa aktiivikela H2:n häviöt ovat liian suuria korkean hy-

vyysluvun aikaansaamiseksi varsinkin, kun otetaan huomioon biasoinnin suorituskykyä huonontava vaikutus.

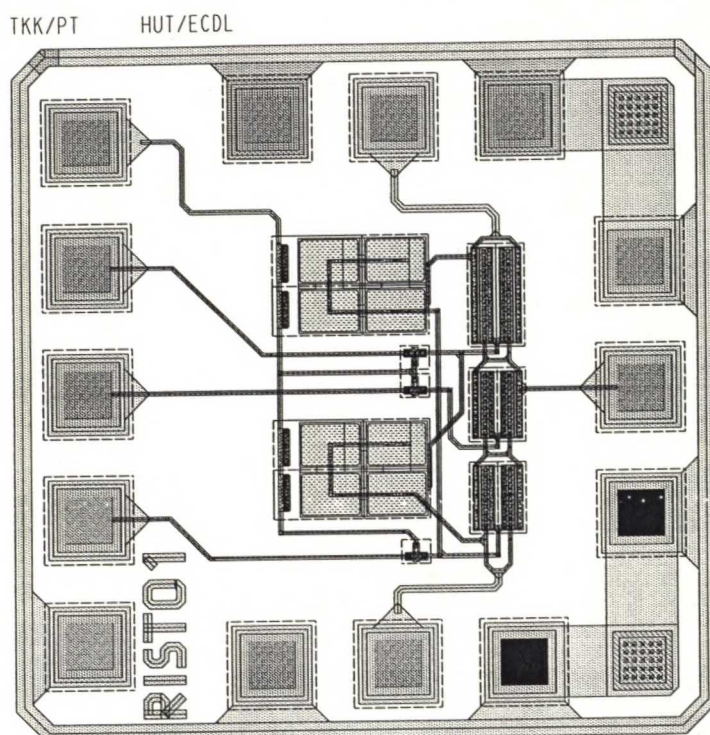
5.2.2. Käytännön piiri

Haran toisen sukupolven aktiivikela toteutettiin muunneltuna testipiirinä SGS-Thomsonin HF2CMOS BiCMOS-prosessilla. Simuloinneissa piirin havaittiin toimivan paremmin, jos ylempi kaskoditransistori muutetaan toiminnaltaan pelkästään resistiiviseksi [19],[20]. Itse asiassa koko transistori voidaan poistaa, jolloin saadaan seuraavassa kapaleessa esiteltävä uudentyypinen aktiivikela. Kuvassa 38. on toteutetun piirin piirikaavio ja kuvassa 39. piirikuvio.

Piirille pyrittiin järjestämään mahdollisimman monipuolinen toimintapisteen ulkoinen säätö, jonka vuoksi mittauksissa piirille on tuotava useita jännitteitä. Tämä vaikeuttaa mittausjärjestelyitä. Käyttöjännite tuodaan piirille suoraan takaisinkytkentätransistorin kollektorille, ja tähän pisteeseen olisi saatava mahdollisimman korkea impedanssitaso RF-taajuuksille sarjaresistanssin pitämiseksi matalalla tasolla. Käytännössä tämä edellyttää riittävän isoa induktanssia käyttöjännitelinjassa.



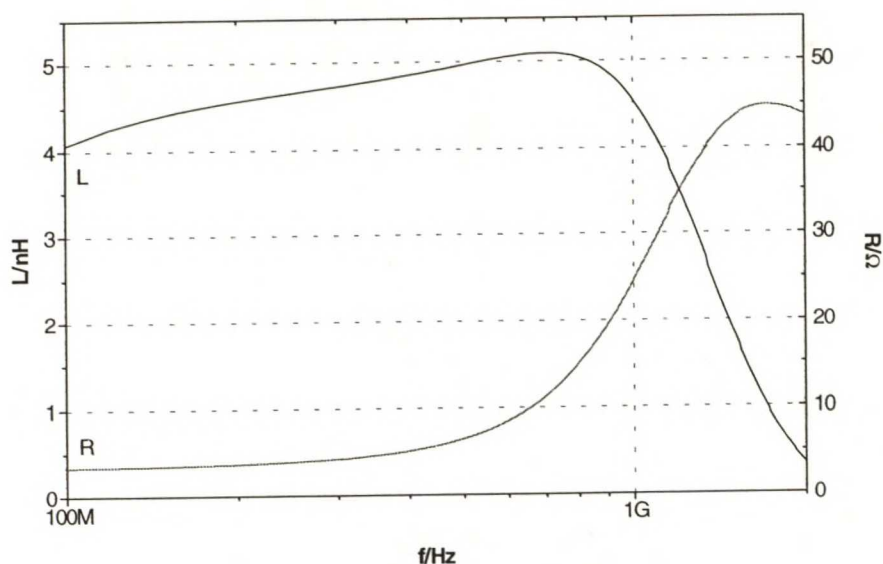
Kuva 38. Piirikaavio



Kuva 39. Piirikuvi (koko n. $0.8\text{mm} \times 0.8\text{mm}$)

Transistorien kantavirta tuodaan n-allasvastusten kautta transistoreille. Vastusten kunnonellinen toiminta edellyttää sitä, että alaiden potentiaali on aina vastuskontaktien potentiaalia ylempänä. Jotta em. ehto täyttyisi, altaat kytkettiin käyttöjännitepotentiaaliin. Tämä oli kuitenkin virhe, sillä suunnitellulla 10V :n käyttöjännitteellä alimman transistorin kantavastuksen altaan ja vastuskontaktien välinen jännite ylittää ko. liitoksen läpi-lyöntijännitteen 5.3V , ja käyttöjännite oikosulkeutuu biasjännitteeseen. Näistä syistä piiristä on käytettävissä vain simulointitulokset, jotka on esitetty kuvassa 40.

Bipolaaritransistorin suuri g_m/g_{ds} -suhde, tyypillisesti yli tuhat, on eduksi aktiivikelaa suunniteltaessa: pieni g_{ds} ei vaikuta sarjaresistanssin arvoon. Näin ollen myös hyvyysluku saadaan korkeaksi edellyttäen, että piirin biasointi ei vaikuta suorituskykyyn. Bipolaaritekniikan etuna on myös pieni virrankulutus verrattuna GaAs MESFET:iin, sillä pienen g_{ds} :n aikaansaaminen ei edellytä suurikokoista transistoria ja suurta virtaa. Kovin korkeille taajuuksille ei bipolaaritransistorella kuitenkaan päästä tavanomaisin prosessein. Lisäksi käytännössä kytkennän biasointi on monimutkaisempaa.



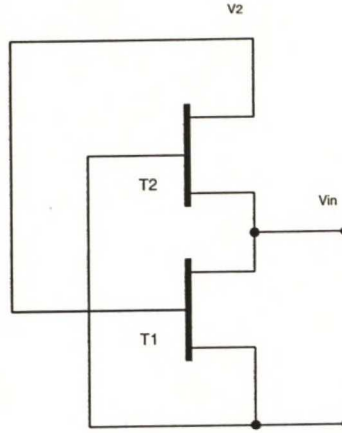
Kuva 40. Simuloitu induktanssi ja sarjaresistanssi

Bipolaaritransistorein toteutetulla aktiivikelalla on havaittu tietyllä mitoituksella sarjaresistanssin paikallinen minimi, joka voi olla jopa negatiivinen [20]. Tätä ominaisuutta hyväksikäyttäen voidaan suunnitella mielivaltaisen korkean hyvyysluvun omaava aktiivikel, kunhan vain se on kontrolloitavissa. Ulkoinen säätö on välttämätöntä, sillä mallien epätarkkuus ja prosessivaihtelusta aiheutuvat toleranssit vaikuttavat voimakkaasti sarjaresistanssiin ja sitä kautta hyvyyslukuun. Pahimmassa tapauksessa piiristä tulee epästabiili resistanssin vajottua alle nollan. Resistanssin paikallisen laskun aiheuttaa bipolaaritransistorille tyypillinen kannan leviämistä, joka on muutaman kymmenen ohmin luokkaa. Ilmiön hyödyntämistä on selvitetty lähteissä [21] ja [22].

5.3. Aktiivikel RKA

5.3.1. Teoria

Haran toisen sukupolven aktiivikelasta saadaan uudentyyppinen aktiivinen induktanssi, kun ylempi yhteishilakytketty kaskoditransistori poistetaan kokonaan kuvan 41. mukaisesti [19],[20].



Kuva 41. Aktiivikela RKA

Piirin ominaisuudet pysyvät käytännöllisesti katsoen ennallaan muilta osin, mutta rajallisen ulostulokonduktanssin vaikutus sarjaresistanssiin pienenee selvästi. Kela on alusta pitäen suunniteltu toisesta navastaan maadoitetuksi toisin kuin edellä. Teoriassa tämäkin rakenne toimii kyllä kelluvana, mutta käytännössä aktiivikelojen käyttö on rajoitettava sellaisiin sovelluksiin, joissa kelan toinen napa on maadoitettu. Syy tähän on biasoinnin negatiivinen vaikutus suorituskykyyn. Lisäksi transistorien epäideaalisuuksien vuoksi eivät edelliset kelarakenteet ole resiprookkisia, s.o. kela näyttää erilaiselta tarkasteluportista riippuen, vaikka teoriassa näin pitäisi olla.

Uudelle aktiivikelalle voidaan kirjoittaa solmuyhtälöt:

$$\begin{bmatrix} j\omega C_{gs} + g_m & g_m \\ -g_m & j\omega C_{gs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

Ja edelleen admittanssilauseke

$$Y_{in} = j\omega C_{gs} + g_m + \frac{g_m^2}{j\omega C_{gs}} \quad (30)$$

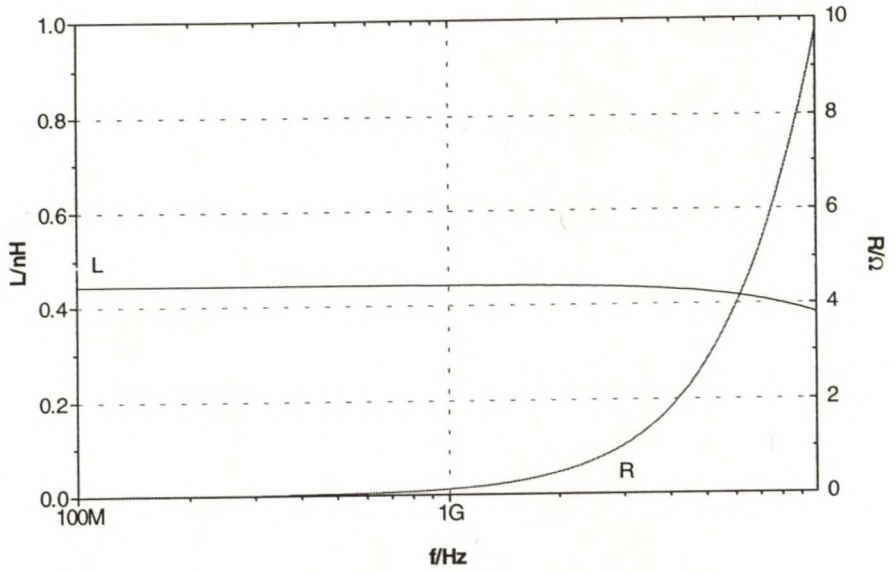
Sijaiskytkennän komponenttiarvot ovat

$$L = \frac{C_{gs}}{g_m^2 + \omega^2 C_{gs}^2} \approx \frac{C_{gs}}{g_m^2}, \text{ kun } \omega \text{ on pieni} \quad (31)$$

$$R_s = \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m (g_m^2 + \omega^2 C_{gs}^2)} \approx 0, \text{ kun } \omega \text{ on pieni} \quad (32)$$

$$C_p = C_{gs} \quad (33)$$

Teoreettinen suorituskky on esitetty kuvaajassa 42.



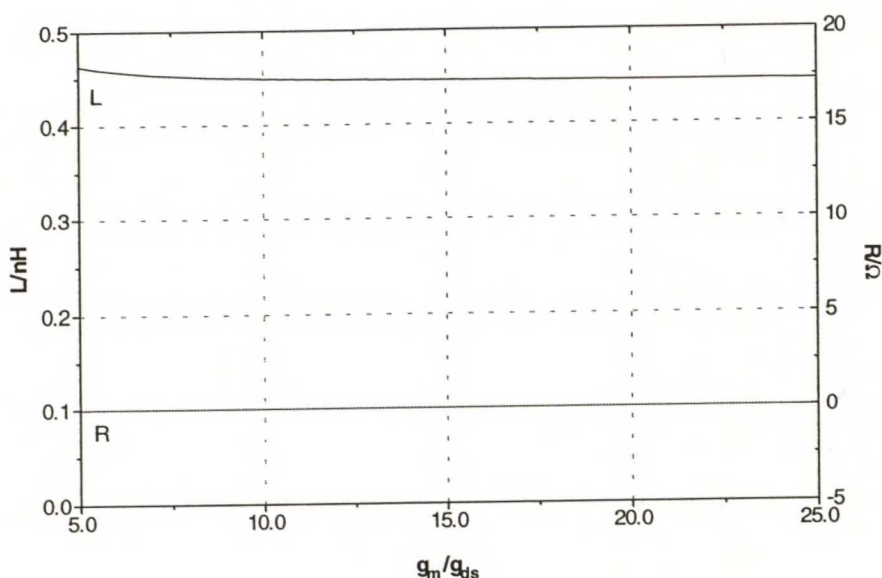
Kuva 42. Teoreettinen induktanssi ja sarjaresistanssi

Jos ulostulokonduktanssi g_{ds} otetaan mukaan laskuihin, tulee sijaiskytkennän komponenttien arvoiksi

$$L = \frac{C_{gs} \left(\frac{g_m^2}{g_{ds}^2} - 1 \right)}{\omega^2 C_{gs}^2 \left(\frac{g_m}{g_{ds}} + 2 \right)^2 + g_{ds}^2 \left(\frac{g_m^2}{g_{ds}^2} - 1 \right)^2} \approx \frac{C_{gs}}{g_{ds}^2 \left(\frac{g_m^2}{g_{ds}^2} - 1 \right)}, \text{ kun } \omega \text{ on pieni} \quad (34)$$

$$R_s = \frac{\omega^2 C_{gs}^2 \left(\frac{g_m}{g_{ds}} + 2 \right)}{g_{ds} \left[\omega^2 C_{gs}^2 \left(\frac{g_m}{g_{ds}} + 2 \right)^2 + g_{ds}^2 \left(\frac{g_m^2}{g_{ds}^2} - 1 \right)^2 \right]} \approx 0, \text{ kun } \omega \text{ on pieni} \quad (35)$$

Kuvassa 43. on esitetty induktanssi ja sarjaresistanssi g_m/g_{ds} -suhteen funktiona, kun taajuus on selvästi alle kelan resonanssitaajuuden.



Kuva 43. Äärellisen g_{ds} :n vaikutus

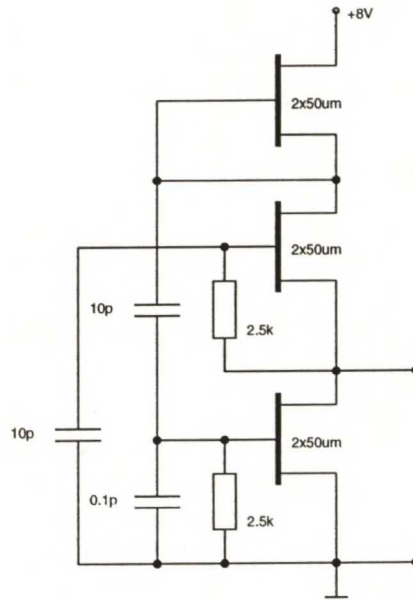
Rakenne ei siis ole herkkä transistorien ulostulokonduktansseille, joten se soveltuu teoriassa hyvin toteutettavaksi GaAs-prosessilla. Käytännössä bias-piirien vaikutus kuitenkin muuttaa jonkin verran tilannetta.

5.3.2. Käytännön piiri

Aktiivikela RKA muodostaa keskeisen osan testirakenteena toteutetusta suodattimesta, joka suunniteltiin GEC-Marconin GaAs-prosessilla. Kelan piirikaavio ja piirikuviointi ovat kuvissa 44. ja 45.

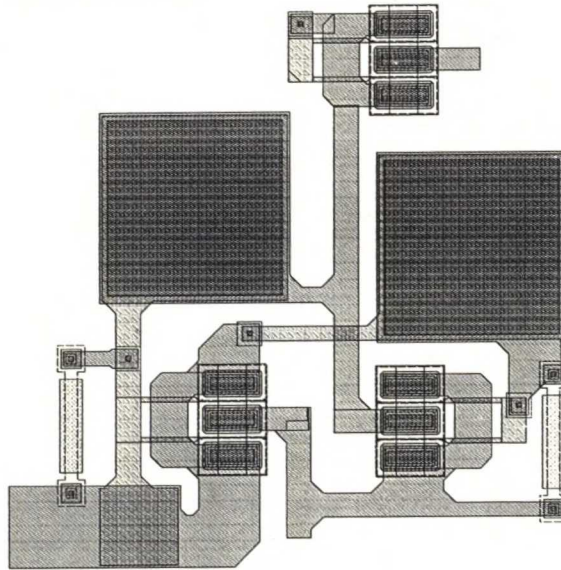
Transistorin T1 ja maan välille kytketty pieni kondensaattori on tarkoitettu lisäämään piirin induktanssia kaavan 31. mukaisesti. Näin se tekeekin, mutta valitettavasti piirin kaistanleveyden kustannuksella.

Kelan ominaisuuksia ei ole mahdollista mitata yksinään suoraan piiriltä, vaan ne on ekstrahoitava koko suodattimen mitatuista sirontaparametreista. Näin menetellen saadaan kelan induktanssiksi $L = 3.5\text{nH}$ ja sarjaresistanssiksi $R_s = 16.9\Omega$ matalilla taajuuksilla, mikä melko hyvin vastaa simuloitua tulosta kuvassa 46.



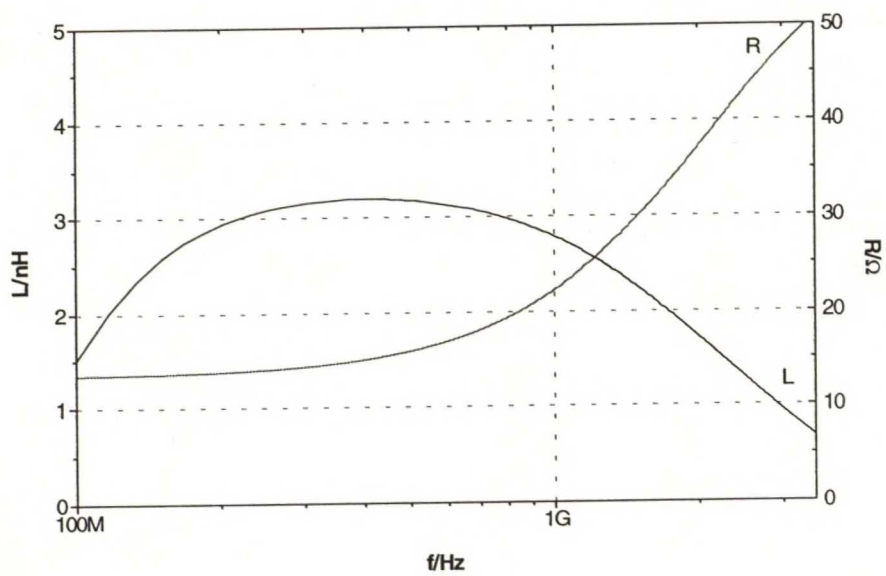
Kuva 44. Piirikaavio

TKK/PT HUT/ECDL



Kuva 45. Piirikuviointi

Teoreettisen ja käytännön suorituskyvyn välinen ero johtuu pääasiassa bias-piirien vaikutuksesta. Ongelmaa käsitellään tarkemmin kappaleessa 5.5.

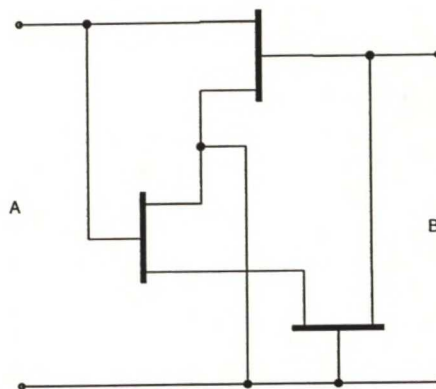


Kuva 46. Simuloitu suorituskyky

5.4. Muita aktiivikelarakenteita

5.4.1. Aktiivikela PAL

Aktiivikela PAL [23] on löydetty järjestelmällisellä takaisinkytketyn systeemin tarkastelulla. Itse asiassa piiri sisältää kaksi toisistaan poikkeavaa aktiivista induktanssia riippuen siitä, mistä ulostulo otetaan.



Kuva 47. Aktiivikela PAL

Teoreettiset induktanssit ja resistanssit ovat yhteneviä edellisten piirien kanssa:

$$L_A = \frac{2C_{gs}}{g_m^2}, \quad L_B = \frac{C_{gs}}{g_m^2} \quad (36)$$

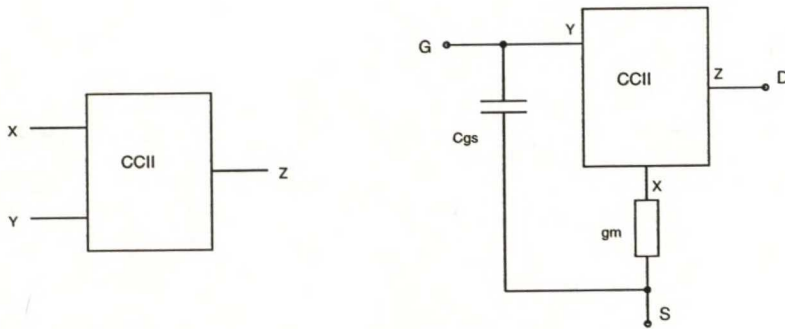
$$R_A = \frac{g_{ds}}{g_m^2}, \quad R_B = \frac{2g_{ds}}{g_m^2} \quad (37)$$

Teoriassa rakenteella A on mahdollista päästä korkeisiin hyvyyslukuarvoihin kaksinkertaisen induktanssiarvon ansiosta edellyttäen, että g_{ds} on riittävän pieni.

5.4.2. Aktiivikela Zhang

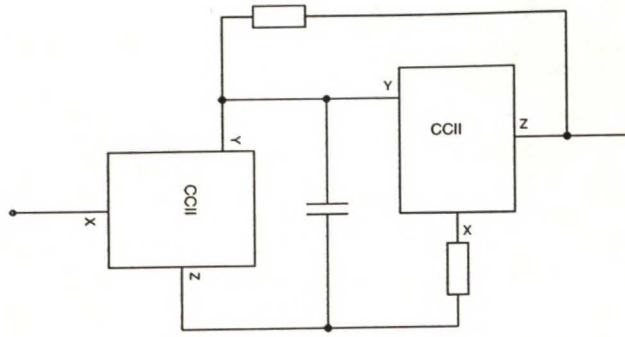
Aktiivikela Zhang [24] perustuu toisen sukupolven virtamuuntimien (CCII) teorian soveltamiseen induktanssin simuloinnissa. CCII:n (kuva 48.a) ominaisuuksia kuvaa hybridimatriisi

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (38)$$

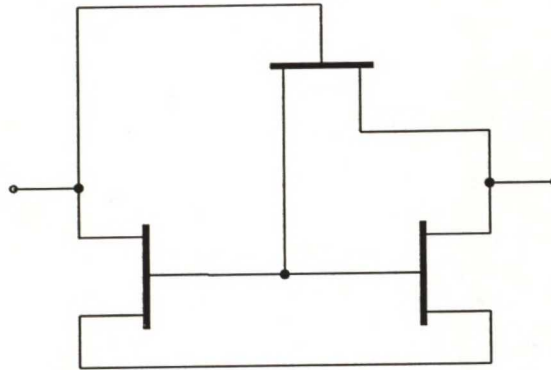


Kuva 48. a) CCII b) MESFET esitettynä CCII:n avulla

MESFET voidaan esittää CCII:n avulla kuvan 48.b mukaisesti, ja koska kuvan 49. CCII-rakenteen tiedetään toimivan induktanssina, on sitä myös topologia kuvassa 50.



Kuva 49. Induktanssi esitettyä CCII:n avulla



Kuva 50. Aktiivikela Zhang

Piirin induktanssi, sarjaresistanssi ja rinnakkaiskapasitanssi ovat

$$L = \frac{8g_{m3}C_{gs}}{g_m(4g_{m3}^2 + 9\omega^2C_{gs}^2)} \quad (39)$$

$$R_s = \frac{12\omega^2C_{gs}^2}{g_m(4g_{m3}^2 + 9\omega^2C_{gs}^2)} \quad (40)$$

$$C_p = C_{gs3} \quad (41)$$

Piirin ongelmana on sen suuri herkkyys bias-piirien ja erotuskondensaattorien vaikutuksille. Lisäksi hyvän suorituskyvyn takaamiseksi jokaisella aktiivisella komponentilla tulisi olla oma muista riippumaton toimintapisteensä, mikä käytännössä vaatisi epätoivottavaa jokaisen MESFET:n ulkoista biasointia erikseen.

5.5. Käytännön ongelmat aktiivikelojen toteutuksessa

5.5.1. Biasoinnin vaikutus

Merkittävin syy aktiivikelojen sarjaresistanssin kasvuun ovat transistorien tasajännite-toimintapisteen järjestämiseksi vaadittavat kytkennät. Teoreettisesti ihanteellisin ratkaisu olisi järjestää jokaiselle transistorille oma toimintapisteensä, jolloin niiden koko, kollektorivirta ja sitä kautta transkonduktanssi voitaisiin valita ihannesuorituskykyä silmällä pitäen. Drain- tai kollektorivirta jouduttaisiin tuomaan transistoreille joko suuri-kokoisen passiivisen kelan tai korkean RF-resistanssin omaavan aktiivikuorman kautta. Näistä ensin mainittu on luettava pois laskuista, sillä sehän tekisi koko aktiivikelakon-septin kyseenalaiseksi. Myöskään aktiivikuorma ei ole tyydyttävä ratkaisu, sillä MES-FET-aktiivikuorman RF-resistanssi on niin pieni, että se kytkee liiaksi suurtaajuista signaalia maahan eli käytännössä nostaa kelan sarjaresistanssin liian suureksi. Jokaisen transistorin yksilöllinen biasointi on siis mahdotonta, joten piiri on suunniteltava siten, että jokaisella transistorilla on sama drain-virta. Transistorit on siis kytkettävä päällekkäin käyttöjännitteen ja maan väliin, ja vain ylin niistä joudutaan eristämään käyttöjännitteestä aktiivikuormalla, kuten esim. aktiivikela RKA:ssa (kuva 44.). Tämä antaa vaatimuksen käyttöjännitteen suuruudelle, jotta transistorit pysyisivät saturaatiossa. Jos kela haluttaisiin suunnitella kelluvaksi, pitäisi myös alimman transistorin ja maan väliin kytkeä aktiivikuorma, mikä romahduttaisi suorituskyvyn. Näin ollen aktiivikela on parasta suunnitella aina toisesta päästään maadoitetuksi ja etsiä sovelluksia, joissa näin voidaan tehdä. Taajuuksilla, jotka ovat selvästi alle kelan resonanssitaajuuden, voidaan aktiivikuorman resistanssin aiheuttamaa lisäystä kelan sarjaresistanssiin arvioida kaavalla

$$R_{sact} = \frac{1}{g_m \left(1 + \frac{g_m}{g_{dsact}} \right)} \quad (42)$$

Jos aikaisemman mukaan edelleen arvioidaan g_m/g_{ds} -suhde 12:ksi, saadaan g_m :n esimerkkiarvolla 15mS noin viiden ohmin lisäys sarjaresistanssiin, mikä pienten induktanssiarvojen yhteydessä merkittävästi alentaa hyvyyslukua. Tilannetta voidaan parantaa kytkemällä kaksi aktiivikuormaa sarjaan, mutta tällöin käyttöjännitettä on edelleen nostettava.

Hilajännite tuodaan transistoreille suurten vastusten kautta. Edellyttäen, että vastukset ovat riittävän isoja, ne eivät olennaisesti vaikuta aktiivikelojen suorituskykyyn.

5.5.2. DC-erotuskondensaattorit

Aktiivikelojen transistorien hiloilla on tietyt DC-jännitetasot, joten hiloilta lähteviin RF-teihin on kytkettävä mahdollisimman isot kondensaattorit erottamaan eri jännitetasot toisistaan. Mitä isommat nämä kondensaattorit ovat, sitä vähemmän ne vaikuttavat kelan ominaisuuksiin, mutta samalla suurentavat tarpeettomasti piirin pinta-alaa. DC-erotuskondensaattorin vaikutusta sen transistorin transkonduktanssiin, jonka hilalle se on kytketty, voidaan kuvata kaavalla

$$g_{meff} = \frac{g_m}{1 + \frac{C_{gs}}{C_{DC}}} \quad (43)$$

DC-erotuskondensaattori siis efektiivisesti pienentää transkonduktanssia ja sitä kautta suurentaa induktanssia ja sarjaresistanssia; jälkimmäistä tosin enemmän, joten hyvyysluku laskee. Olennaista on transistorin hilakapasitanssin ja erotuskondensaattorin kapasitanssin suhde: mitä suurempi transistorin hilakapasitanssi on, sitä suurempi on myös erotuskondensaattorin oltava. Tämä tarkoittaisi sitä, että bipolaaritransistorin tapauksessa erotuskondensaattorin olisi suuremman kanta-emitterikapasitanssin vuoksi oltava myös suurempi kuin GaAs MESFET:illä. Bipolaaritransistorin suuri g_m kuitenkin kumoaa tehokkaasti erotuskondensaattorin vaikutusta, jolloin se voi olla jopa pienempi kuin galliumarsenidilla.

DC-erotuskondensaattorien koko määrää suoraan toimintataajuusalueen alarajan: suuremmat kondensaattorit sallivat toiminnan alemmilla taajuuksilla. Yleensä järkevän kokoiset kondensaattorit rajaavat taajuusalueen alarajan noin 100 MHz:iin.

5.5.3. Komponenttihajonta integroiduissa piireissä

Komponenttihajonnan vaikutus näkyy aktiivikeloissa melko selvästi. Piirien induktanssi on yleisesti suoraan verrannollinen hilakapasitanssiin ja kääntäen verrannollinen transkonduktanssin neliöön, ja näiden parametrien vaihteluväli voi olla yli kymmenen prosentin luokkaa. Tällöin induktanssiarvo voi vaihdella 30% transkonduktanssin virheen ollessa määräävä. Suurta toleranssia voidaan pienentää ainoastaan kelan kannalta ulkoisen säätöjärjestelmän avulla. Ulkoista induktanssin ja sarjaresistanssin säätöä on käytetty lähteessä [22]. Passiivisten komponenttien tarkkuuksille aktiivikela ei ole herkkä.

5.5.4. Muita käytännön ilmiöitä

Teoreettisissa tarkasteluissa transistoreja on mallitettu ainoastaan transkonduktanssilla, hilakapasitanssilla ja ulostulokonduktanssilla. Reaalisissa transistorimalleissa on kuitenkin lukuisia joukko muitakin komponentteja, jotka vaikuttavat aktiivikelan käyttäytymiseen. Edellä mainitut kolme suuretta ovat kuitenkin dominoivia aktiivikelojen toiminnan kannalta. Vasta suurilla taajuuksilla mm. Miller-kapasitanssin C_{gd} vaikutus alkaa näkyä.

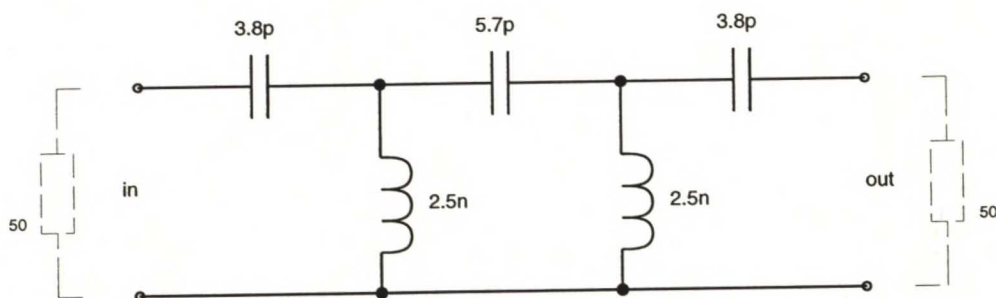
Transistorien ulostulokonduktanssien määrittäminen on nykyisillä MESFET-malleilla epätarkkaa. Tähän suureeseen vaikuttavat mm. transistorien geometria ja käytettävä taajuus, mutta kumpiakaan näistä ei ole riittävällä tarkkuudella otettu huomioon. Aktiivikelarakenteiden suunnitteluvaiheessa ulostulokonduktanssien arvojen tulisi olla lähellä oikeita, sillä komponenttien mitoitus määräytyy niistä.

6. Aktiivikeloihin perustuvat suodattimet

Aktiivikeloista voidaan muodostaa suodattimia perinteistä LC-passiivisuodatinsynteesiä hyväksikäyttäen. Jos rajoitutaan ainoastaan maadoitettujen kelojen käyttöön, kuten on asianmukaista, pienenee mahdollisten suodatintopologioiden määrä muutamaaan. Yksinkertainen LC-suodatin on mahdollista toteuttaa vain ylipäästötyyppisenä, mutta kehittyneemmällä kytkettyihin resonaattoreihin perustuvalla suodattimella voidaan toteuttaa yleensä vaadittava kaistanpäästöfunktio.

6.1. Ylipäästösuodatin

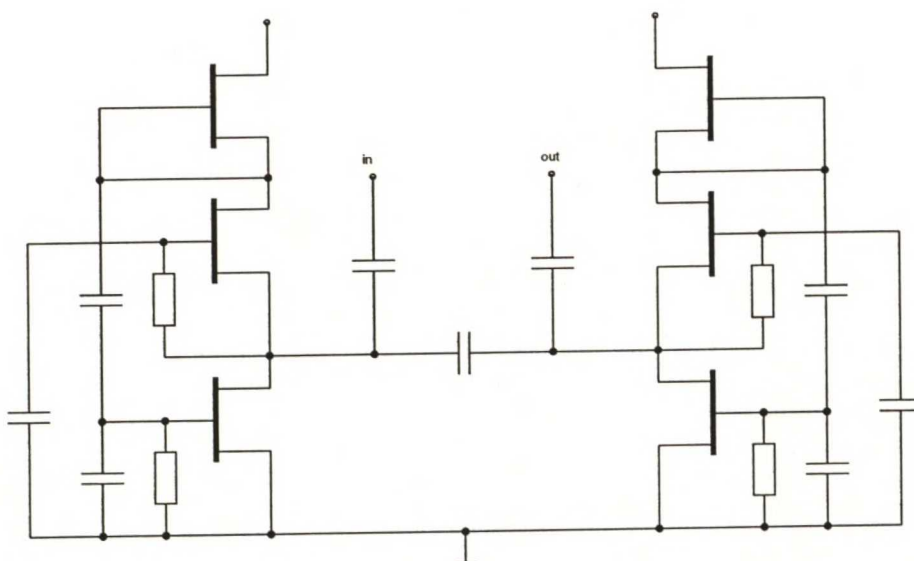
Aktiivikelaan RKA sovellettiin testirakenteena viidennen asteen Tšebyšev-ylipäästösuodattimeen kuvassa 51. Suodatinta ei suunniteltu täyttämään mitään olemassaolevaa spesifikaatiota, vaan ainoastaan mahdollistamaan aktiivikelan toiminnan tarkkailu. Tämän vuoksi suodatintopologia on yksinkertaisin mahdollinen.



Kuva 51. Tšebyšev-ylipäästösuodatin

Suodattimen keskitaajuudeksi valittiin n. 900MHz ja päästökaistan aaltoiluksi sallittiin 5 dB. Komponenttiarvot määräytyvät suoraan taulukkoparametreista [25]. Passiiviset kelat korvattiin vastaavan induktanssiarvon omaavilla aktiivikeloilla, jolloin lopullisen toteutetun piirin piirikaavio tuli kuvan 52. mukaiseksi.

Lopullisen integroidun piirin valokuva on esitetty liitteessä I, jossa aktiivisuodatin on kuvan ylälaidassa. Lastulle on myös integroitu toiseen projektiin liittyvä jänniteohjattu oskillaattori.

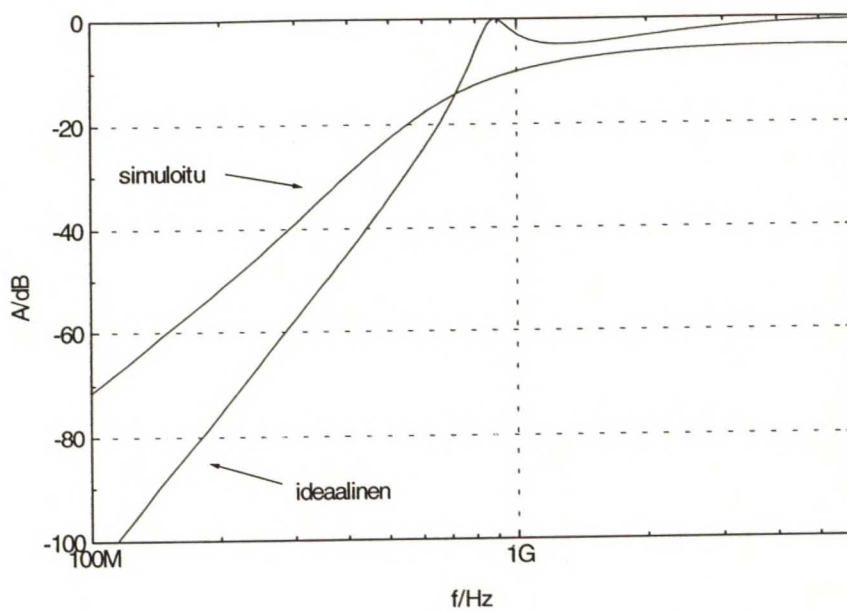


Kuva 52. Suodattimen piirikaavio

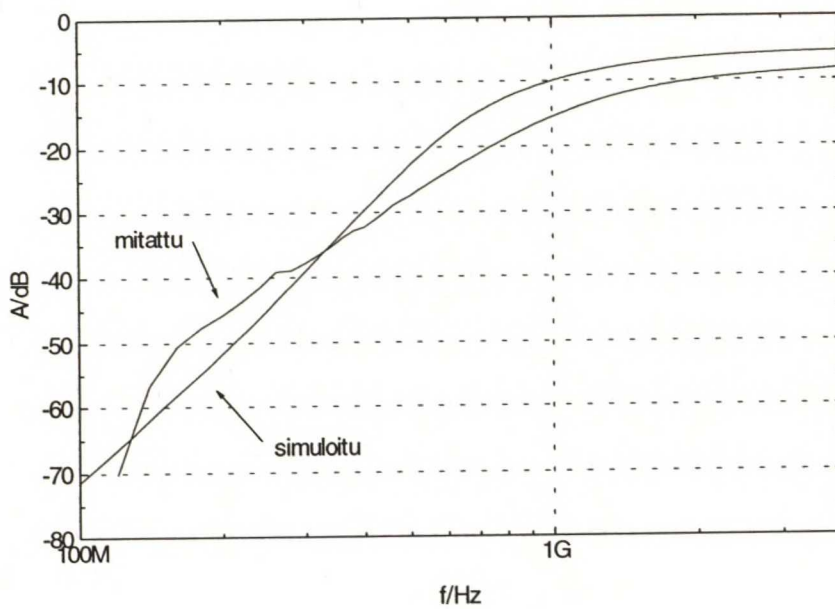
Kuvan 51. ideaalisen piirin siirtofunktio ja aktiivikeloilla toteutetun todellisen suodattimen simuloitu siirtofunktio on esitetty graafisesti kuvassa 53. Tulosten suuri ero johtuu pääasiassa aktiivikelan sarjavastuksen päästökaistan vaimennusta lisäävästä vaikutuksesta ja kelan dispersiosta, s.o. induktanssin ja resistanssin taajuusriippuvuudesta. Oikeastaan on mahdotonta suunnitella suodatinta jollakin tietyllä induktanssiarvolla, ellei olla sellaisella alhaisella taajuusalueella, jolla induktanssiarvo on suurinpiirtein vakio. Aktiivikelan hyvyysluku on aivan oleellinen parametri, jonka maksimointi on välttämätöntä. Tavallisilla aktiivikelarakenteilla sarjaresistanssi jää väistämättä liian suureksi ja hyvyysluku liian pieneksi käytännön suodatinsuunnittelua silmälläpitäen. On siis otettava käyttöön kehittyneempiä ratkaisuja [22].

Valmiin piirin mittaukset suoritettiin Teknillisen korkeakoulun piiritekniikan laboratoriossa lokakuussa 1993. Piiristä mitattiin sirontaparametrit, ulostulotehon kompressio, toisen harmonisen taajuuskomponentin taso ja kohinaluku. Mittaukset tehtiin suoraan piirin pinnalta käyttäen mikroaaltotaajuuksille suunniteltuja erityisiä mittapäitä. Kytkenän virrankulutukseksi saatiin 27 mA 8V:n käyttöjännitteellä, eli tehonkulutus oli n. 200mW.

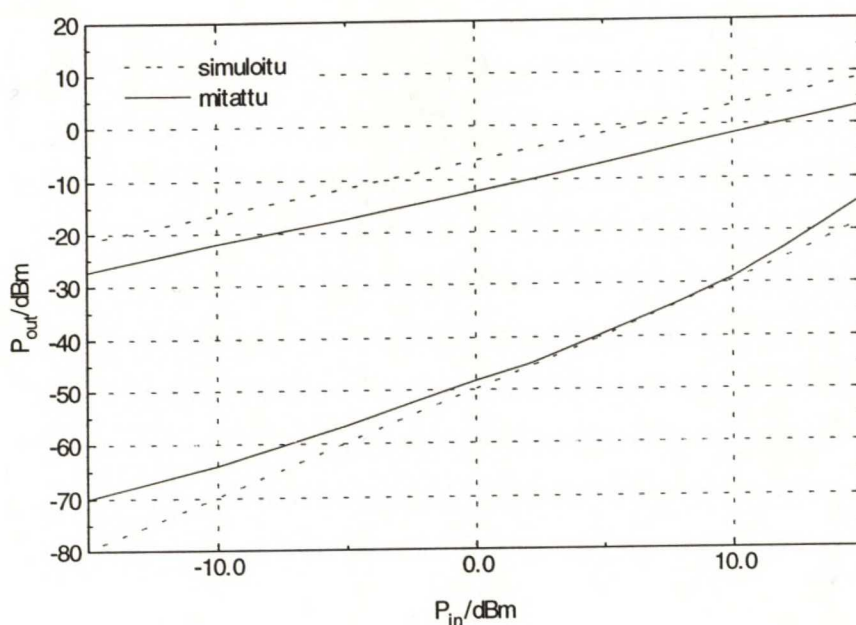
Mitattu taajuusvaste on esitetty kuvassa 54. yhdessä simuloidun vasteen kanssa. Suurempi päästökaistan vaimennus ja vasteen loivuus mitatussa piirissä johtuu aktiivikelan sarjavastuksen simuloinnin epätarkkuuksista. Ulostuloteho ja toisen harmonisen taajuuskomponentin taso löytyy kuvasta 55. Erot johtunevat jälleen pääasiassa simuloitua suuremmista häviöistä keloissa. Mittaustaajuus on 2 GHz.



Kuva 53. Ideaalinen ja todellinen suodatin



Kuva 54. Mitattu siirtofunktio



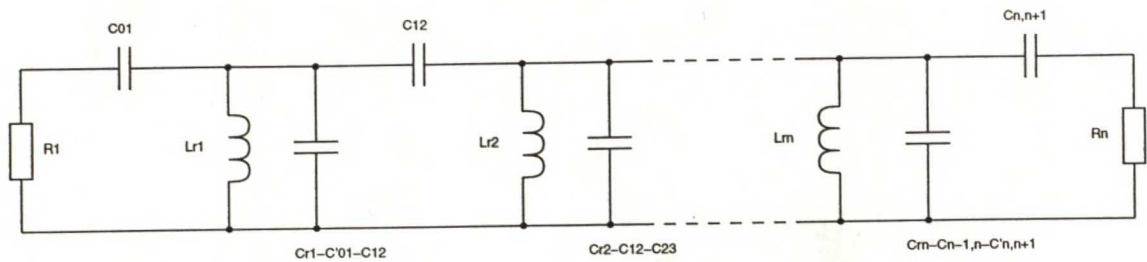
Kuva 55. Suodattimen tehovaste ($f = 2$ GHz)

Kohinaluvuksi 2 GHz:n taajuudella, jolloin piirillä on vaimennusta n. 10.7 dB, mitattiin 12.6 dB. Pelkän resistiivisen vaimennuksen aiheuttama kohinaluku olisi 10.7 dB, joten suuri osa piirin kohinasta voidaan ajatella johtuvaksi pelkästään päästökaistan vaimennuksesta.

6.2. Kytkettyihin resonaattoreihin perustuva suodatin

Parhaiten aktiivikeloilille soveltuu kytkettyihin resonaattoreihin perustuva suodatintyyppi (kuva 56.). Kelat ovat siinä toisesta päästään maadoitettuja, kuten on toivottavaa. Lisäksi kelojen induktanssit saavat olla yhtä suuria, jolloin ei tarvita mitoitukseltaan erilaisia aktiivikeloja. Suodatin voidaan konstruoida mistä tahansa prototyyppisuodatin-typistä (Butterworth, Tšebyšev, Bessel tai elliptinen).

Resonaattorisuodattimen vaste ei ole approksimaatioista johtuen symmetrinen, vaan sen ylemmällä estokaistalla on vähemmän vaimennusta kuin alemmalla. Tämä ei normaalisti aiheuttane ongelmia. Muuten taajuusvaste on yhtenevä vastaavan prototyyppisuodattimen kanssa. Kuvassa 57. on esitetty tyypillisen ideaalisen resonaattorisuodattimen taajuusvaste. Suodatin on tyypiltään viidennen asteen Tšebyšev. Keskitajuus on 1.89 GHz ja -3dB:n kaistanleveys 20 MHz.



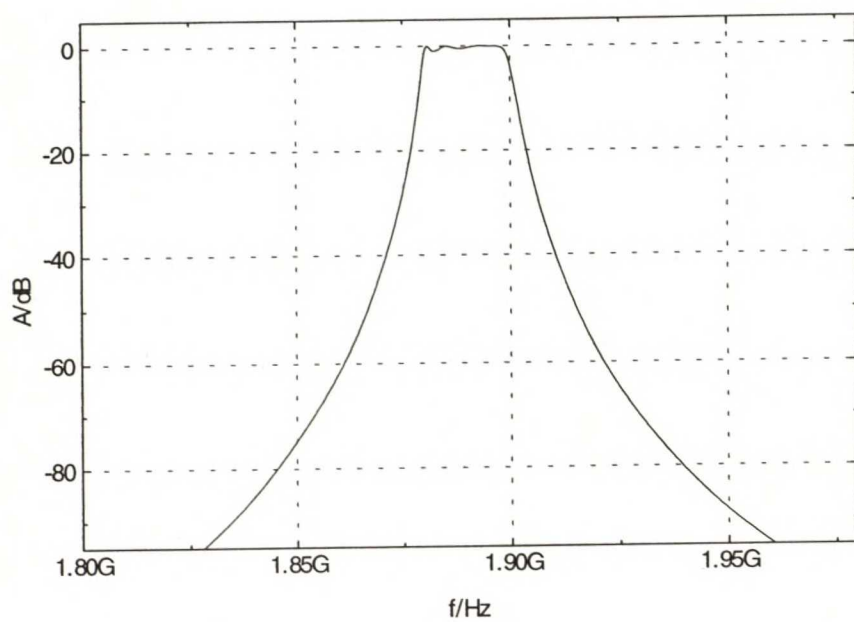
Kuva 56. Kytettyihin resonaattoreihin perustuva suodatin

Komponenttien mitoitukseen käytetään seuraavia kaavoja (esimerkkinä kaistanpäästö-suodatin) [26]:

$$\begin{aligned}
 L_{rk} C_{rk} &= \frac{1}{\omega_0^2} \\
 C_{01} &= \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{w' C_{r1} / R_1 g_1}{1 - w' C_{r1} R_1 / g_1}}, \quad C_{n,n+1} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{w' C_{rn} / R_n g_n}{1 - w' C_{rn} R_n / g_n}} \\
 C_{jk} &= \frac{w'}{\omega_0} \sqrt{\frac{C_{rj} C_{rk}}{g_j g_k}}, \quad C_{12} \dots C_{n-1,n} \\
 C'_{01} &= \frac{C_{01}}{1 + \omega_0^2 C_{01}^2 R_1^2}, \quad C'_{n,n+1} = \frac{C_{n,n+1}}{1 + \omega_0^2 C_{n,n+1}^2 R_n^2} \\
 w' &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1}
 \end{aligned} \tag{44}$$

g_1, \dots, g_n ovat prototyypisuodattimen elementtien arvot, ω_1 on prototyypisuodattimen päästökaistan reunan kulmataajuus. Se on tavallisesti yksi.

Tämänkin suodatintyyppin suorituskyky riippuu resonaattorien eli siis kelojen hyvyysluvusta. Pieneen päästökaistan vaimennukseen päästään vain hyvyysluvultaan korkeita induktansseja käyttämällä.



Kuva 57. Resonaattorisuodattimen vaste

7. Johtopäätökset

Tässä diplomityössä on tutkittu erilaisia mahdollisuuksia aktiivisuodattimien toteuttamiseksi mikroaaltotaajuuksien integroiduissa piireissä. Lupaavimmiksi vaihtoehtoisiksi ovat osoittautuneet aktiivisiin induktansseihin perustuvat suodattimet, sillä tällä tavoin voidaan käyttää hyväksi tunnettuja synteesimenetelmiä ja saada aikaan riittävä säädettävyys kompensoimaan integrointiprosessin vaihteluja.

Aktiivikelojen tarkastelu on tuonut esiin muutamia tärkeitä näkökohtia. Diplomityössä esitetyt aktiivikelaratkaisut eivät vielä yksinään riitä hyvälaatuisten suodattimien toteuttamiseen, sillä piirien käytännön toteutus huonontaa liikaa teoreettista suorituskkyä. Ongelman poistamiseksi on kuitenkin jo esitetty kehittyneempiä ratkaisuja, joiden myötä voidaan odottaa huomattavasti parempia tuloksia. Riittävän suunnittelutarkkuuden saavuttaminen edellyttää nykyistä selvästi parempia matemaattisia transistorimalleja GaAs-MESFET:eille. Nykyisen mallit toimivat kyllä useimmissa tavallisissa sovelluksissa melko luotettavasti, mutta eksoottiset rakenteet voivat olla herkkiä sellaisille parametreille, joiden vaikutus ei normaalisti näy. Tästä hyvänä esimerkkinä aktiivikelojen suunnittelussa erittäin merkityksellinen transistorin ulostulokonduktanssi.

Toistaiseksi ei nyt esitellyillä ratkaisuilla voida vielä tyydyttää tietoliikennelaitteiden suodatinvaatimuksia diskreettien passiivisuodattimien ollessa ylivertaisia suorituskkyyltään, mutta integroitujen aktiivisuodattimien tutkimuksen ja jatkokehittelyn myötä tilanne tulee ainakin osittain muuttumaan. Tässä työssä esille tulleet kokemukset ja ratkaisut ovat avanneet tietä jatkotutkimuksille ja antaneet intoa pohtia suodatinsuunnittelua edelleen aktiivikelakonseptin pohjalta. Tietä on kuljettu vasta vähän, mutta suunta on selvä.

Lähdeluettelo

- [1] Kato, H., Takashi, M., Okamoto, T.: Helical Resonator Filter, Fujitsu Sc. & Tech. J. 4(1968)1, s. 127-158
- [2] Suzuki, K., Miyasaka, H.: Digital SAW Filters Play Role in Relieving Crowded Frequencies, JEE (1993)3, s. 31
- [3] Matthaei, G., Young, L., Jones, E.: Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures, New York 1964, McGraw-Hill
- [4] Saul, P., Design Techniques for VHF and UHF Monolithic Silicon Filters, Colloquium on Digital and Analogue Filters and Filtering Systems, London UK 25.5.1990, IEE Colloquium 91, s. 7/1-7/4
- [5] Sussman-Fort, S., Design Concepts for Microwave GaAs FET Active Filters, IEEE Trans. MTT 37(1989)9, s. 1418-1424
- [6] Rubin, H., Even, R., Single-Transistor All-Pass Networks, IEEE Trans. Circuit Theory CT-20(1973)1, s. 24-30
- [7] Orchard, H., Active All-Pass Networks with Constant Resistance, IEEE Trans. Circuit Theory CT-20(1973)3, s. 177-179
- [8] Larky, A., An Active All-Pass Network, IEEE Trans. Communication Electronics COM-66(1963)5, s. 279-282
- [9] Presser, A., Varactor-Tunable, High-Q Microwave Filter, RCA Review 42(1981)12, s. 961-705
- [10] Kapilevitš, B., Active microwave Filters, Radiotekhnika 40(1985)2, s. 3-10
- [11] Haigh, D., Everard, J., GaAs Technology and Its Impact on Circuits and Systems, London 1989, Peter Peregrinus, 457 s.
- [12] Curtice, W., Ettenberg, M., A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers, IEEE Trans. MTT 33(1985)12, s. 1383-1392
- [13] GaAs IC Foundry Design Manual, GEC Marconi Materials Technology 1994
- [14] HF2CMOS Design Manual, Rev J, SGS-Thomson Microelectronics 1993
- [15] Adams, D., Ho, R., Active Filters for UHF and Microwave Frequencies, IEEE Trans. MTT 17(1969)9, s. 662-670
- [16] Snyder, R., Bozarth, D., Analysis and Design of a Microwave Transistor Active Filter, IEEE Trans. MTT 18(1970)1, s. 2-9

- [17] Hara, S., Tokumitsu, T., Tanaka, T., Aikawa, M., Broad-Band Monolithic Microwave Active Inductor and Its Application to Miniaturized Wide-Band Amplifiers, IEEE Trans. MTT 36(1988)12, s. 1920-1924
- [18] Hara, S., Tokumitsu, T., Aikawa, M., Lossless Broad-Band Monolithic Microwave Active Inductors, IEEE Trans. MTT 37(1989)12, s. 1979-1984
- [19] Kaunisto, R., Alinikula, P., Stadius, K., Porra, V., Active Inductors for GaAs and Bipolar Technologies, XIX Convention on Radio Science, Otaniemi Finland 25-26.10.1993, U.R.S.I., s. 13-14
- [20] Kaunisto, R., Alinikula, P., Stadius, K., Active Inductors for GaAs and Bipolar Technologies, 11th NORCHIP Seminar, Trondheim Norway 9.-10.11.1993, Technoconsult, s. 170-176
- [21] Alinikula, P., Kaunisto, R., Stadius, K., Monolithic Active Resonators for Wireless Applications, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, San Diego USA 23.-27.5.1994, IEEE MTT-S, s. 1151-1154
- [22] Kaunisto, R., Alinikula, P., Stadius, K., Q-Enhancing Technique for High Speed Active Inductors, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, London UK 30.5.-2.6.1994, IEEE Circuits & Systems Society, s. 735-738
- [23] Alinikula, P., Kaunisto, R., New Active Inductor Configurations for RF and Microwave Applications, 11th European Conference on Circuit Theory and Design, Davos Switzerland 30.8.-3.9.1993, s. 229-234
- [24] Zhang, G., Villegas, M., Ripoll, C., Microwave Active Filter Using GaAs Monolithic Floating Active Inductor, Microwave and Optical Technology Letters 5(1992)8, s. 381-388
- [25] Zverev, A., Handbook of Filter Synthesis, New York 1967, John Wiley
- [26] Cohn, S., Direct-Coupled-Resonator Filters, Proc. IRE 45(1957)2, s. 187-196

Liite I

